RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227

Abbonamento annuo L. 100 - Semestrale L. 55
Un fascicolo separato L. 5. Questo numero doppio L. 10. Estero il doppio

SOMMARIO

Misure su bobine di induttanza in radiotecnica

dott. ing. ETTORE MASSANO

Vengono descritti i principali sistemi attualmente in uso per la misura delle induttanze in Radiotecnica. Essi si possono riassumere in due categorie: metodi a ponti e metodi a risonanza. Nella categoria dei primi, si possono includere i sistemi utilizzanti i quadripoli a doppio T, per quanto non si tratti di « ponti » nel senso classico. Di ciascun sistema viene impostata la teoria matematica elementare omettendone per brevità gli sviluppi e dando i risultati finali che interessano la misura. Si accenna quindi brevemente ad apparecchiature che possono servire per la misura delle induttanze sebbene servano normalmente per la misura di altri parametri, pure connessi al valore di una induttanza.

Vengono inoltre descritti brevemente un ponte per induttanze ed un induttametro a risonanza.

PREMESSE.

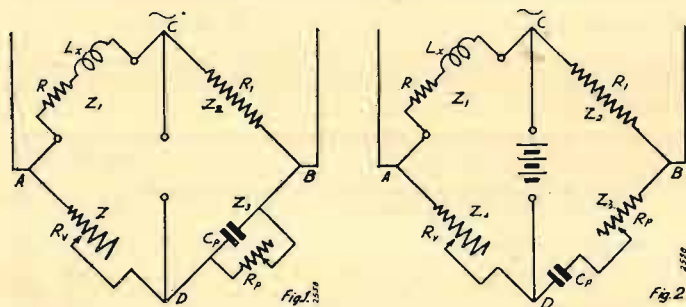
La tecnica delle misure di induttanze in Radiotecnica nel suo processo di affinamento imposto dalla necessità di poter effettuare misure o controlli sempre più precisi, sia da parte dei Laboratori sia delle officine, si è orientata verso alcuni sistemi i quali hanno dimostrato di possedere i migliori requisiti per quanto riguarda il campo della Radiotecnica. Sono pertanto caduti in disuso i sistemi a ponte di Campbell, di Anderson Fleming ed altri che vengono solo più utilizzati nel campo delle basse o bassissime frequenze.

Restano invece sulla breccia gli apparecchi basati sul ponte di Wien e di Maxwell normalmente utilizzati per frequenze telefoniche e anche per Radiofrequenza limitatamente ad induttanze non inferiori ai 100 μH, e i metodi a risonanza per induttanze di qualsiasi valore e per qualsiasi frequenza di lavoro.

Oltre a questi sistemi ne descriveremo uno, meno noto, basato sulle proprietà discriminative dei quadripoli a doppio T, il quale come vedremo presenta notevoli vantaggi, sebbene gli apparecchi basati su questo principio per le loro caratteristiche di funzionamento, siano per ora relegati unicamente nei Laboratori.

METODI A PONTE.

Gli schemi normalmente usati sono quelli di Maxwell e di Hay riportati rispettivamente nelle figg. 1 e 2. Di solito si trovano abbinati sulla stessa apparecchiatura e in tal caso un apposito commutatore permette di scegliere l'uno o l'altro a seconda delle esigenze. L'alimentazione avviene applicando tra i punti A e B una tensione alternata (normalmente a 1000 Hz) sicchè la misura resta riferita a tale frequenza di lavoro, e l'azzeramento del ponte viene rivelato mediante una normale cuffia telefonica inserita fra i vertici C e D del ponte attraverso un opportuno trasformatore adattatore di impedenza, o meglio, negli apparecchi di maggiori pretese, mediante un rivelatore a valvola preceduto da uno stadio di amplificazione. Quest'ultimo sistema presenta diversi notevoli vantaggi dei quali ci limitiamo ad accennare i principali.

1) Avendo lo stadio amplificatore una impedenza di ingresso molto elevata, la sensibilità del ponte nel punto di azzeramento, è sempre massima.
2) Permette di applicare proficuamente nel rivelatore un filtro eliminatore di armoniche, le quali, se presenti nella tensione di alimentazione, rendono indistinto il punto di azzeramento.
3) Permette di alimentare il ponte con una tensione ridotta grazie all'amplificatore di tensione accoppiato allo stadio rivelatore.
4) L'ingombrante ed incomoda cuffia viene sostituita da un'indicatore visivo.
5) Permette di utilizzare un unico sistema di alimentazione per il generatore per il rivelatore.

La teoria matematica del ponte è molto semplice e nota; ci limiteremo quindi a ricordarne l'impostazione ed i risultati fondamentali. Invero affinchè il ponte sia in equilibrio (cioè sia nulla al tensione fra i punti C e D, deve essere verificata la relazione (ved. figg. 1 e 2):

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$$

Sviluppando questa relazione nei casi concrceti dei ponti di Hay e di Maxwell, ed imponendo che l'eguaglianza sia verificata separatamente per le parti reali ed immaginarie, *si* perviene facilmente alle seguenti formule risolutive:

$$\begin{cases} L_x = R_v R_1 C_p \\ Q = \dfrac{\omega L_x}{R} = \omega R_p C_p \end{cases} \qquad [1]$$

per il ponte di Maxwell; e

$$\begin{cases} L_x = R_v R_1 \dfrac{C_p}{\omega^2 R^2_p C^2_p + 1} \cong R_v R_1 C_p \ ^{(1)} \\ Q = \dfrac{\omega L_x}{R} = \dfrac{1}{\omega R_p C_p} \end{cases} \qquad [2]$$

per il ponte di Hay.

E' interessante notare come per le prime della [1] e [2], L_x risulta indipendentemente dalla frequenza e pertanto il valore dell'induttanza incognita resta unicamente riferite alla misura di una capacità e di due resistenze. Nelle pratiche realizzazioni il condensatore C_p ha un valore fisso, una delle resistenze, R_1, viene variata a scatti e la seconda, R_v, è costituita da un reostato per avere una regolazione continua.

Il reostato R_v può essere tarato direttamente in L_x. Le seconde delle [1] e [2] permettono di ricavare il fattore di merito delle induttanze incognite riferito sempre naturalmente alla frequenza di funzionamento del ponte. Anche il potenziometro R_p può essere tarato direttamente per i valori di Q.

La precisione ottenibile da questi ponti, dipende dalla finezza con la quale è possibile individuare il punto di azzeramento; occorre pertanto predisporre gli elementi del ponte in modo che la tensione di squilibrio che nasce tra i vertici C e D, per un certo spostamento ΔR_v del reostato R_v, dalla posizione corrispondente ad un equilibramento perfetto, sia più elevata possibile. Ora si dimostra che tale tensione di squilibrio ε è dato in valore assoluto dalla relazione: (2)

$$\varepsilon = \left| \frac{A}{(1+A)^2} \right| \cdot \frac{\Delta R_v}{R_v} \quad \text{dove} \quad A = \frac{z_1}{z_2} = \frac{z_4}{z_3}$$

La funzione $\left| \dfrac{A}{(1+A)^2} \right|$ viene chiamata « fattore del ponte » e presenta un massimo in corrispondenza di $|A| = 1$ (3). La scelta dei valori da assegnare ai parametri del ponte, va pertanto fatta in modo da ottenere che tale valore massimo cada mediamente nel campo di variazione di R_v.

E' stato progettato e costruito un misuratore basato sul sistema a ponte descritto ed avente il generatore a 1000 Hz incorporato.

I valori dei parametri sono i seguenti:

R_1 può assumere a scatti i valori 1-10-10^2-10^3-10^4-10^5 ohm.

R_v reostato di grande sviluppo avente una variazione nominale da $100 \div 10000$ ohm.

C_p Condensatore a minima perdita (a mica) da 0,1 μF.

R_p reostato da $0 \div 16000$ ohm per il ponte di Maxwell.

R_p reostato da $0 \div 160$ ohm per il ponte di Hay.

Si verifica facilmente mediante le [1] e [2] che per L_x si ottiene un campo di misura esteso da 10 μH a 100 H. Per il fattore di merito il campo di misura si estenderà da 0 a 10 nel ponte di Maxwell e da 10 in avanti nel ponte di Hay.

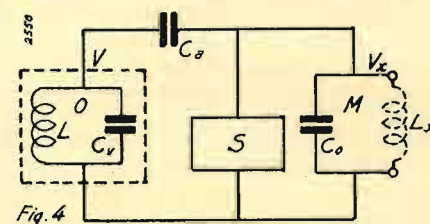
Nella figura 3 è stata tracciata la curva del « fattore di ponte » relativa ai valori dei parametri sopra elencati per il caso di una L_x puramente induttiva. Come si vede la sensibilità del ponte risulta massima in corrispondenza di $R_v = 1592$ ohm (cioè di $L_x = 159{,}2$ μH, 1592 μH .... etc.) mentre si riduce a circa $\frac{1}{8}$ del valore massimo per $R_v = 100$ ohm e a $\sim \frac{1}{3}$ per $R_v = 10000$ ohm.

Occorre tener presente che se L_x presenta anche una componente attiva, il valore del fattore di ponte si abbassa a mano a mano che il fattore di merito di L_x peggiora (4).

Questi ponti presentano l'inconveniente in genere di poter funzionare solo a frequenze relativamente basse, sebbene si costruiscano anche con particolari cautele ponti funzionanti ad alta frequenza ($4 \div 5$ MHz ed anche oltre). Altri inconvenienti si riscontrano nella misura delle induttanze molto basse, per le quali non sia più lecito trascurare induttanze e capacità proprie dei collegamenti. Si ricorre in questi casi ai metodi a risonanza.

METODI A RISONANZA.

In fig. 4 è rappresentato uno schema di massima di misuratore di induttanza del tipo a risonanza. Il circuito oscillatorio M è composto dell'induttanza incognita L_x e della capacità fissa in parallelo C_0.

Il circuito O comprende un generatore ad alta frequenza il quale viene debolmente accoppiato al circuito di misura M attraverso un piccolo condensatore C_a.

La misura si effettua variando la frequenza f del generatore O, agendo sul condensatore variabile C_v, fino a renderla uguale a quella propria f_0 del circuito M. La risonanza del circuito di misura viene rivelata dal voltmetro a valvola S. Raggiunta la risonanza del circuito M si potrà scrivere, trascurando l'azione mutua tra i due circuiti, la seguente relazione:

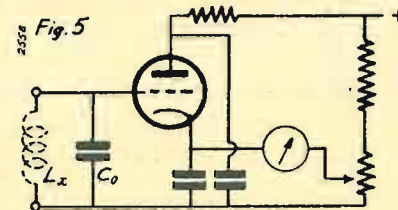
$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_v}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_x C_0}}$$

dalla quale si ricava immediatamente il valore dell'induttanza incognita L_x;

$$L_x = \frac{L C_v}{C_0}$$

Risulta evidente che il condensatore C_v potrà essere tarato direttamente in valori di L_x, e se il suo rapporto di variazione è uguale a 10, dando ad L i valori $1\,L$, $10\,L$, $10^2\,L$, ... ecc. si potrà coprire con continuità il campo di misura desiderato. Meglio se C_v è a variazione legaritmica di capacità, perchè anche la scala di L_x risulterà logaritmica il che come è noto rende costante la precisione di lettura in tutti i punti della scala.

Il condensatore C_0 va scelto molto grande (almeno 1000 pF) affinchè la capacità distribuita della bobina non abbia sensibile influenza sulla frequenza di risonanza.

La precisione ottenibile dipende dalla tensione del generatore, dalla sensibilità del voltmetro a valvola e dal fattore di merito della bobina in esame; più elevato è questo, più grande sarà la tensione che si manifesta ai suoi capi.

Il voltmetro a valvola può consistere in un semplice triodo rivelatore per caratteristica anodica, nel quale si regola la sensibilità variando la polarizzazione (ved. fig. 5).

Per lo studio della sensibilità di questo induttametro, occorre considerare che presentando C_a una impedenza molto elevata, il circuito M risulterà praticamente alimentato a corrente costante. In tali condizioni la tensione ai suoi capi sarà sensibilmente proporzionale all'impedenza del circuito stesso.

Il calcolo di questa tensione si effettua agevolmente partendo dalle espressioni del coefficiente di risonanza e dell'impedenza dinamica del circuito M:

$$\varepsilon = \frac{\omega L_x}{R} \qquad z_0 = \frac{L_x}{R C_0}$$

dalle quali eliminando $\dfrac{L_x}{R}$ si ottiene:

$$z_0 = \frac{\varepsilon}{\omega C_0}$$

Ora se V è la tensione del generatore, la tensione V_x ai capi del circuito M alla risonanza vale ovviamente:

$$V_x = V \frac{\dfrac{\varepsilon}{\omega C_0}}{\dfrac{\varepsilon}{\omega C_0} - j \dfrac{1}{\omega C_a}}$$

e l'ampiezza di questa tensione sarà:

$$V_x = |V| = V \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 + \left(\dfrac{C_a}{C_0}\right)^2}} = V \frac{\varepsilon \dfrac{C_0}{C_a}}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\varepsilon C_a}{C_0}\right)^2}} \cong \frac{\varepsilon C_a}{C_0} \qquad [3]$$

L'ultimo passaggio è lecito in considerazione del fatto che risulta $\left(\dfrac{\varepsilon C_a}{C_0}\right)^2 \ll 1$ per i valori in pratica assegnati a C_a e C_0.

Ciò posto lo studio della sensibilità può essere condotto ricercando la variazione ΔI della corrente I_0 in-

(1) Il secondo passaggio nelle relazioni [2] è giustificato dal fatto che per i valori in pratica assegnati ai parametri ω, R_p, C_p il termine $\omega^2 R_p^2 C_p^2$ risulta trascurabile di fronte all'unità.

(2) Vedi: P. LOMBARDI: Equilibrio e sensibilità di ponti - A. F., 1941 - pag. 518.

(3) Nel lavoro di cui alla nota precedente, viene riportato il grafico della funzione $\left| \dfrac{A}{(1+A)^2} \right|$ funzione di $|A|$ e dell'argomento α di A.

Si rileva che il valore massimo della funzione corrisponde ad $|A| = 1$, vale 0,5 per $\alpha = 90°$ e scende a 0,25 per $\alpha = 0°$.

(4) Vedi ultima parte della nota precedente.

dicata dallo strumento quando il condensatore C_v oppure l'induttanza (il che è lo stesso) subisce una data variazione relativa $\frac{\Delta L}{L_o}$ dove L_o è il valore dell'induttanza L_x che realizza le condizioni di risonanza. Dovremo allora procedere alla ricerca di una certa funzione $\Delta I = f\left|\frac{\Delta L}{L_o}\right|$.

Ora dalla teoria dei circuiti elettrici si ha che quando l'induttanza di un risonatore di tensione alimentato a corrente costante subisce una variazione relativa $\frac{\Delta L}{L}$, la tensione V_o ai suoi capi si riduce a $V = \frac{V_o}{n}$ dove n è definito dalla relazione:

$$\frac{\sqrt{n^2 - 1}}{\varepsilon} = \frac{\Delta L}{L_o} \qquad [4].$$

L'Autore in altro lavoro (5) ha ricercato le relazioni che legano le variazioni relative dell'ampiezza della tensione alternata alimentante voltmetri a triodi alle variazioni relative della corrente anodica, trovando che in ogni caso si può porre:

$$\frac{\Delta I}{I_o} = \varphi(\theta) \frac{\Delta V}{V_o}$$

dove $\varphi(\theta)$ è una funzione dell'angolo di circolazione della corrente nel triodo, dipendente dalla caratteristiche del triodo stesso.

Ponendo $\Delta V = V_o - V_1$ e tenendo presente la [4] si ricava subito dalla [5]:

$$\frac{\Delta I}{I_o} = \varphi(\theta)\left(1 - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2\left(\frac{L_o}{\Delta L}\right)^2 + 1}}\right) \qquad [6]$$

La determinazione del valore di $\varphi(\theta)$ si effettua agevolmente mediante grafici riportati nel citato lavoro; questi grafici esigono però la conoscenza dell'angolo θ il quale nel caso di un triodo a caratteristiche lineari risulta determinato dalla nota relazione:

$$I_o = V_x\, gm\, \frac{sen\theta - \theta \cos\theta}{\pi} \qquad [7]$$

dove I_o è il valore medio della corrente anodica e g_m la conduttanza mutua del triodo. Prefissati V_x, g_m, I_o i diagrammi citati permettono di ricavare i valori di θ e $\varphi(\theta)$.

La [6] permette di trarre la seguente interessante conclusione: la sensibilità dell'apparecchiatura, al contrario di quanto abbiamo riscontrato per i ponti descritti nella prima parte, risulta indipendente dal particolare valore dell'induttanza in esame e dipende unicamente dal suo fattore di merito. Infatti, per quanto riguarda il secondo fattore del secondo membro, l'asserzione fatta è evidente; per quanto riguarda la funzione $\varphi(\theta)$ si può controllare che i suoi valori dipendono solo dalla tensione V_x sviluppata ai capi del circuito M, e questa a sua volta per la [3] risulta funzione solo di ε e non di L_x.

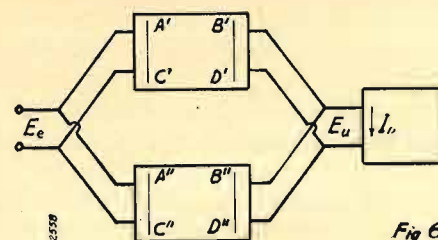
La sensibilità ottenibile con queste apparecchiature può essere spinta facilmente oltre l'1% (6).

Nelle misure di piccolissime induttanze, sotto 1 μH, non si può più trascurare l'induttanza dei collegamenti interni del circuito M, e se ne dovrà tener conto nella tracciatura della scala riferendosi ad un'induttanza campione misurata altrimenti o calcolata teoricamente (per esempio una spira rettangolare o circolare).

Anche di questo strumento è stato realizzato un esemplare con 5 campi di misura che vanno complessivamente da 0,1 μH a 10 mH. Lo strumento del rivelatore è un microamperometro da 100 μA.

Circuiti a doppio T.

Accenniamo ora a un circuito per la misura delle impedenze in generale il quale è già stato realizzato praticamente da diversi autori (7). Esso è composto da due quadripoli aventi i morsetti di entrata e d'uscita comuni, i primi dei quali sono connessi a un generatore di tensione alternata ed i secondi ad un rivelatore di zero (fig. 6).

Fig. 6

Se per rappresentare i due quadripoli si ricorre per esempio a parametri A, B, C, D, definiti dalle note relazioni

$$E_e = AE_u + BI_u \qquad [8]$$
$$I_e = C\,E_u + DI_u$$

è facile dimostrare che per aver tensione nulla ai morsetti d'uscita, è necessario che sia $B' + B'' = 0$ (8);

(6) Per esempio, con una corrente I_o di 100 μA, una tensione V_x di 3 volt, ed un triodo avente una pendenza media 100 μA/v si ricava dalla [7] $sen\theta - \theta\cos\theta = 0{,}314$ e successivamente dai diagrammi $\varphi(\theta) = 1{,}54$.

Nel caso di una bobina avente una $\epsilon = 100$ per una deviazione della L dell'1% avremo dalla relazione [6]:

$$\frac{\Delta I}{I_o} = 1{,}54\left(1 - \frac{1}{\sqrt{100^2\left(\frac{1}{100}\right)^2 + 1}}\right) = 0{,}46$$

L'indicazione dello strumento risulta ampiamente visibile.

(7) Vedi per esempio: W. N. Tuttle - Proc. I.R.E. gennaio 1940, pag. 23.

(8) Infatti se dalla prima delle [8] si ricavano le correnti d'uscita I'_u, I''_u relativa ai due quadripoli, e se ne effettua la somma, si ottiene

$$I_u = I'_u + I''_u = \frac{E_e - A' E_u}{B'} + \frac{E_e - A'' E_u}{B''} =$$
$$= \frac{E_e (B' + B'') - (A' B'' + A'' B') E_u}{B' B''}$$

dove I_u è la corrente che percorre il rivelatore, qualunque ne sia la sua impedenza Z_u. Ponendo ora nella precedente espressione $I_u = \frac{E_u}{Z_u}$ e risolvendo rispetto a E_u si ottiene:

$$E_u = \frac{E_u (B' + B'') Z_u}{B' B'' + Z_u (A' B'' + A'' B')}$$

Ne deriva quindi che la condizione per avere $E_u = 0$ risulta

deve essere cioè nulla la somma delle impedenze mutue di corto circuito dei due quadripoli.

Ora è importante rilevare che la relazione:

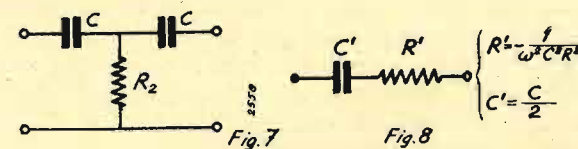
$$B' + B'' = 0$$

per l'azzeramento della tensione d'uscita è assolutamente generale e vale quindi qualunque sia l'impedenza del rivelatore di zero sulla quale vengono a trovarsi chiusi i morsetti.

Non occorre quindi come fa per es. il Tuttle (9) riferirsi, per il calcolo delle condizioni di azzeramento, al caso in cui il rivelatore di zero, costituisca un corto circuito per i morsetti ω.

In altro lavoro di prossima pubblicazione lo scrivente oltre a svolgere la teoria generale dei quadripoli connessi in parallelo, ha raccolto in tabelle diverse configurazioni di quadripoli dando per ciascuno di essi lo schema equivalente dell'impedenza mutua di c.c. B, e la espressione degli elementi R, C e L che la compongono.

L'utilità, veramente grande di queste tabelle consiste nel fatto che fermata l'attenzione sulla configurazione di un quadripolo, si può scegliere tra i diversi quadripoli elencati quelli che hanno una impedenza mutua di c.c. contraria a quella del primo cioè in grado di realizzare la condizione $B' + B'' = 0$. Si evita così di procedere a calcoli di verifica normalmente molto laboriosi e ingombranti.

Fig. 7 — Fig. 8 ($R' = \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2}$, $C' = \frac{C}{2}$)

Per esempio nelle citate tabelle si trova che al quadripolo rappresentato in fig. 7, corrisponde l'impedenza mutua di c. c. secondo lo schema equivalente di fig. 8 dove i valori equivalenti di R, C sono segnati a fianco.

Al quadripolo di fig. 9 corrispondono per B schema e valori indicati nella stessa figura.

Le due impedenze mutue possono quindi avere somma nulla essendo, la prima costituita da una capacità e da una resistenza negativa, la seconda da un'induttanza e da una resistenza positiva.

Si può allora ricavare le condizioni di azzeramento della tensione d'uscita imponendo che alla frequenza di funzionamento risulti $B' + B'' = 0$ cioè si abbia nel caso considerato:

$$B' + B'' = -\gamma\,\frac{2}{\omega C} - \frac{1}{\omega^2 C^2 R_2} + R + j\omega L = 0$$

Lo schema rappresentato in fig. 10 ottenuto riunendo in parallelo le cellule dianzi considerate potrà pertanto costituire un dispositivo di misura; invero se si considerano L e la sua resistenza in serie R incognite, dalla relazione precedente si ricava subito:

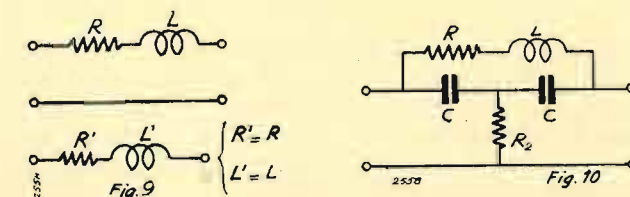
$$L = \frac{2}{\omega^2 C} \qquad Q = \frac{\omega L}{R} = 2\,\omega R_2$$

espressa da $B' + B'' = 0$ qualunque sia l'impedenza Z_u del rivelatore.

La stessa condiizone vale per l'annullamento della corrente I_u come subito si controlla dividendo l'ultima relazione per Z_u.

(9) Vedi nota (7).

La brevità e il carattere elementare di questa esposizione non ci consentono di approfondire ulteriormente lo studio di questi circuiti e tralasceremo pertanto ogni considerazione sulla sensibilità e precisione. Sebbene risultino un pochino più complesse dei ponti descritti nella prima parte hanno però il grande vantaggio di avere un morsetto comune per il generatore e il rivelatore, che potrà venire collegato a massa; restano pertanto eliminati trasformatori schermati, terre di Wa-

Fig. 9 ($R' = R$, $L' = L$) — Fig. 10

gner, mentre viene notevolmente ridotta l'influenza delle capacità parassite.

Notiamo infine che il circuito a doppio T, può essere utilmente impiegato per misura di impedenze anche ad alta frequenza (fino a 30 MHz).

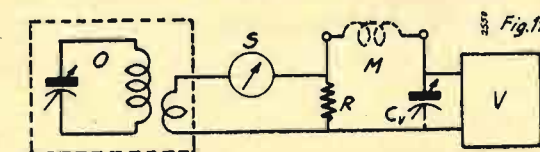
Apparecchiature diverse.

Diamo ora una breve descrizione di altri due apparecchi i quali oltre alla misura di una induttanza, servono a ricavare parametri che ne rispecchiano la sua « qualità ».

Rammentiamo che i parametri interessanti in modo particolare il progettista sono il coefficiente di risonanza, e la capacità residua.

Per quanto riguarda il coefficiente di risonanza abbiamo visto che i circuiti a ponte e quelli a doppio T oltre al valore dell'induttanza danno il valore del suo coefficiente di merito. Tale valore è però riferito alla frequenza di funzionamento del ponte, e non alla normale frequenza di funzionamento della bobina come sarebbe opportuno. Inoltre la lettura del coefficiente di merito, risulta in questi dispositivi assai meno precisa di quella dell'induttanza.

Per misure di confronto con un campione può servire anche l'induttametro a risonanza descritto nella seconda parte. Se si esamina infatti la formula [3] del testo si rileva che la tensione V_x misurata dal voltme-

Fig. 11

tro a valvola, risulta proporzionale al coefficiente di risonanza ε; effettuando quindi la misura di due bobine di uguale induttanza si potrà giudicare dalla deviazione dello strumento quale delle due abbia una ε più elevata. Quando però occorre una determinazione precisa del coefficiente di risonanza occorre ricorrere ad altre apparecchiature.

Misuratore di Q.

Lo schema di questa apparecchiatura è rappresentato in fig. 11. Il generatore di alta frequenza O alimenta attraverso un amperometro a termocoppia S la resi-

stenza di accoppiamento R, in parallelo alla quale si trova inserito il circuito oscillatorio in serie M contenente l'induttanza incognita L_x. Se la resistenza R è tanto bassa rispetto a quella presentata dal circuito oscillatorio nelle condizioni di risonanza, da poter trascurare la corrente derivata su quest'ultimo di fronte a quella indicata dallo strumento S, si avrà che la tensione ai capi del condensatore misurata dal voltmetro a valvola V, sarà data da:

$$V_x = RI\varepsilon$$

Regolando quindi il generatore O in modo da mantenere costante la corrente I, controllata sullo strumento S, e regolato il condensatore variabile del circuito M alla risonanza, il voltmetro a valvola V darà direttamente il valore di ε indipendentemente dalla frequenza di funzionamento (10).

Il valore dell'induttanza non viene dato direttamente da questo apparecchio; se però il generatore M e il condensatore C_v sono tarati rispettivamente in frequenza e in capacità, il valore di L_x lo si può ricavare subito con il calcolo o servendosi di un abaco.

INDUTTAMETRI A DOPPIA FREQUENZA.

Questi apparecchi servono a determinare la capacità propria della bobina. E' noto che la capacità tra le diverse spire di una bobina, si può ridurre ricorrendo a speciali avvolgimenti (a nido d'ape, ondulato progressivo, a banco) ma non annullare, e non è possibile trascurarne l'influenza verso le frequenze più elevate.

Agli effetti del calcolo se ne può tener conto considerando la capacità distribuita tra le spire equivalente ad una capacità concentrata di opportuno valore inserita agli estremi della bobina; in tal modo questa viene a costituire un vero circuito oscillante in parallelo con una propria pulsazione ω_0 di risonanza. Per frequenze superiori a ω_0 tale equivalenza non risulta più sufficientemente approssimata ed il comportamento della bobina si dovrà studiare considerandola come una speciale linea a costanti distribuite.

In genere però la frequenza normale di funzionamento della bobina è notevolmente inferiore a quella propria ω_0; ne deriva allora l'opportunità di poter misurare il valore della capacità equivalente in parallelo C_r.

A questo fine un semplice calcolo ci dice che per effetto della capacità residua C_r la bobina si comporta come se avesse un'induttanza apparente.

$$L' = \frac{L}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)^2}$$

dove L e ω_0 sono rispettivamente l'induttanza naturale e la pulsazione propria di risonanza. Se pertanto con una apposita apparecchiatura, si effettua la misura dell'induttanza a due frequenze diverse, per esempio ω e 2ω, si otterranno due diversi valori, L' e L'' dell'induttanza apparente e si potrà allora scrivere il seguente sistema di due equazioni:

$$L' = \frac{L}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$L'' = \frac{L}{1-4\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Risolvendo questo sistema si ricava il valore dell'induttanza naturale L, della capacità residua C_r e se interessa, della pulsazione propria di risonanza ω_0, le cui espressioni in funzione di L', L'' e ω risultano:

$$L = \frac{3\,L'\,L''}{4\,L''-L'}$$

$$C_r = \frac{L''-L'}{3\,\omega^2\,L'\,L''}$$

$$\omega_0 = \omega\sqrt{\frac{4L''-L'}{L''-L'}}$$

In pratica, come si è detto, interessa misurare rapidamente C_r, e per questo si dispone di un induttametro che può alimentare il circuito di misura con due frequenze fisse, una doppia dell'altra. La sintonizzazione del circuito di misura si ottiene variando la capacità C_o della fig. 5 la quale sarà costituita questa volta da un condensatore variabile tarato. Chiamando C'_o e C''_o i due valori di C_o che sintonizzano il circuito M alle pulsazioni ω e 2ω, si avrà ovviamente:

$$\omega^2 = \frac{1}{L\,(C_r + C_o')} \quad ; \quad e \quad 4\,\omega^2 = \frac{1}{L\,(C_r + C_o'')}$$

Da queste si ricava subito il valore di C_r:

$$C_r = \frac{C_o' - 4\,C_o''}{3}$$

Dr. ing. ETTORE MASSANO

(10) Benchè il funzionamento di questa apparecchiatura risulti teoricamente molto semplice, la realizzazione presenta difficoltà superabili solo da una accurata tecnica costruttiva Infatti non è facile far sì che l'impedenza di R si mantenga costante al variare della frequenza, ed eliminare gli accoppiamenti diretti tra il generatore ed il circuito M a causa del basso valore della resistenza R.

Calcolo approssimato delle armoniche generate da un organo non lineare

prof. RINALDO SARTORI

(2560)

Accade sovente in pratica di dover calcolare le armoniche contenute nella risposta che un organo non lineare (per esempio una valvola elettronica, od un amplificatore) fornisce ad un segnale sinusoidale puro. Quando la caratteristica dinamica di tale apparato, intesa come relazione tra i valori istantanei della risposta e del segnale impresso, coincide con la sua caratteristica statica il calcolo si può fare per mezzo di formule approssimate, che consentono di ottenere approssimazioni elevate fin che si vuole.

Per fissare le idee supporremo di voler calcolare le armoniche della corrente anodica di una valvola elettronica funzionante con carico puramente resistivo ed eccitata sulla griglia da una tensione sinusoidale di frequenza sufficientemente bassa perchè la caratteristica mutua dinamica risulti praticamente coincidente con quella statica. Come è noto tale ipotesi si verifica bene in tutto il campo delle frequenze acustiche, ed in generale si verifica fin tanto che si possono trascurare le correnti capacitive tra gli elettrodi. Naturalmente le espressioni sono applicabili a qualsiasi altro apparato, che si presenti con proprietà analoghe; per esempio esse sono applicabili al calcolo del flusso magnetico nel nucleo di una bobina percorsa da corrente continua e da corrente sinusoidale, quando si trascurino gli effetti dell'isteresi e delle correnti di Foucault.

Fig. 1 - a *Caratteristiche mutua corrente anodica* (I) — *tensione di griglia* (V). — b *Tensione sinusoidale impressa alla griglia.* — c *Corrente anodica di risposta.*

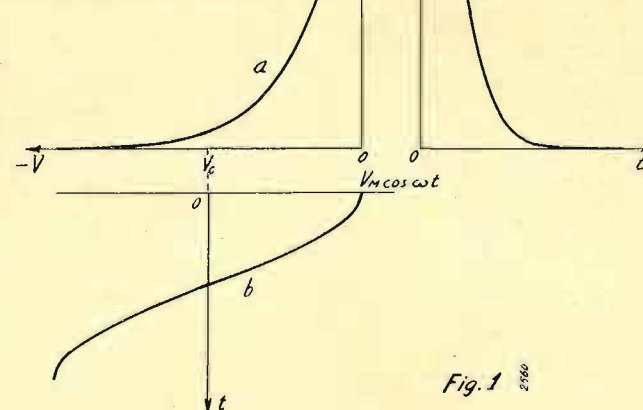



Fig. 2 - *Caratteristica* I-V *e localizzazione dei valori* I_a, I_b, ... I_z per $V_o = -20$ V *e* $V_M = 20$ V.

Supponiamo dunque di conoscere la caratteristica mutua che fornisce i valori della corrente continua anodica I corrispondenti ai valori della tensione continua di griglia V, per dati valori costanti della tensione anodica e del carico anodico (fig. 1). Quando la tensione di griglia oscilla sinusoidalmente, con frequenza f ed ampiezza V_M intorno ad un valore costante di polarizzazione V_o, cioè è data da:

$$v = V_o + V_M \cos \omega t \qquad (\omega = 2\,\pi f),$$

la corrente anodica i varia periodicamente con la stessa frequenza f (fig. 1) ed è rappresentabile mediante la somma di una componente costante I_m con una serie di componenti sinusoidali di frequenza f, $2f$, $3f$, ... e di ampiezza rispettivamente I_1, I_2, I_3, ..., cioè si può scrivere nella forma:

$$i = I_m + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\,\omega t + I_3 \cos 3\,\omega t + \ldots\ldots$$

Rimandiamo in appendice la deduzione e l'esposizione delle formule generali approssimate valevoli per

il calcolo di I_m, I_1, I_2, I_3, ... e riuniamo qui invece i casi particolari, che sono di uso più frequente e più utile in pratica, esposti in ordine di approssimazione crescente.

In figura 2 sono indicati i valori di corrente, che si devono determinare per introdurli nelle formule. Essi sono elencati qui sotto, avendo indicato, come d'abitudine, con $I\ (V_o + \alpha V_M)$ il valore della corrente che si legge sul grafico della caratteristica in corrispondenza del valore $V_o + \alpha V_M$ della tensione.

ESPRESSIONI APPROSSIMATE DELLA COMPONENTE CONTINUA E DELLE PRIME CINQUE ARMONICHE DELLA CORRENTE ANODICA.

V_o = tensione di polarizzazione
I_m = componente continua
I_2 = ampiezza della seconda armonica
I_4 = ampiezza della quarta armonica
V_M = ampiezza del segnale sinusoidale
I_1 = ampiezza della prima armonica
I_3 = ampiezza della terza armonica
I_5 = ampiezza della quinta armonica.

$I_a = I\ (V_o + V_M)$ $\quad I_b = I\ (V_o + 0{,}97\ V_M)$ $\quad I_c = I\ (V_o + 0{,}92\ V_M)$ $\quad I_d = I\ (V_o + 0{,}87\ V_M)$
$I_e = I\ (V_o + 0{,}71\ V_M)$ $\quad I_f = I\ (V_o + 0{,}5\ V_M)$ $\quad I_g = I\ (V_o + 0{,}38\ V_M)$ $\quad I_h = I\ (V_o + 0{,}26\ V_M)$
$I_o = I\ (V_o)$ $\quad I_p = I\ (V_o - 0{,}26\ V_M)$ $\quad I_q = I\ (V_o - 0{,}38\ V_M)$ $\quad I_r = I\ (V_o - 0{,}5\ V_M)$
$I_s = I\ (V_o - 0{,}71\ V_M)$ $\quad I_t = I\ (V_o - 0{,}87\ V_M)$ $\quad I_u = I\ (V_o - 0{,}92\ V_M)$ $\quad I_v = I\ (V_o - 0{,}97\ V_M)$

$$I_z = I\ (V_o - V_M)$$

I

$$I_m = \frac{1}{4}(I_a + 2\,I_o - I_z)$$
$$I_1 = \frac{1}{2}(I_a - I_z)$$

II

$$I_m = \frac{1}{6}(I_a + 2\,I_f + 2\,I_r + I_z)$$
$$I_1 = \frac{1}{3}(I_a + I_f - I_r - I_z)$$
$$I_2 = \frac{1}{3}(I_a - I_f - I_r + I_z)$$

III

$$I_m = \frac{1}{8}(I_a + 2\,I_e + 2\,I_o + 2\,I_s + I_z)$$
$$I_1 = \frac{1}{4}(I_a + 1{,}41\,I_e - 1{,}41\,I_s - I_z)$$
$$I_2 = \frac{1}{4}(I_a - 2\,I_o + I_z)$$
$$I_3 = \frac{1}{4}(I_a + 1{,}41\,I_e - 1{,}41\,I_s - I_z)$$

IV

$$I_m = \frac{1}{12}(I_a + 2\,I_d + 2\,I_f + 2\,I_o + 2\,I_r + 2\,I_t + I_z)$$
$$I_1 = \frac{1}{6}(I_a + 1{,}73\,I_d + I_f - I_r - 1{,}73\,I_t - I_z)$$
$$I_2 = \frac{1}{6}(I_a + I_d - I_f - 2\,I_o - I_r + I_t + I_z)$$
$$I_3 = \frac{1}{6}(I_a - 2\,I_f + 2\,I_r - I_z)$$
$$I_4 = \frac{1}{6}(I_a - I_d - I_f + 2\,I_o - I_r - I_t + I_z)$$
$$I_5 = \frac{1}{6}(I_a - 1{,}73\,I_d + I_f - I_r + 1{,}73\,I_t - I_z)$$

V

$$I_m = \frac{1}{16}(I_a + 2\,I_c + 2\,I_e + 2\,I_g + 2\,I_o + I_q + 2\,I_s + 2\,I_u + I_z)$$
$$I_1 = \frac{1}{8}\,I_a + 1{,}85\,I_c + 1{,}41\,I_e + 0{,}76\,I_g - 0{,}76\,I_q - 1{,}41\,I_s - 1{,}85\,I_u - I_z)$$
$$I_2 = \frac{1}{8}(I_a + 1{,}41\,I_c - 1{,}41\,I_g - 2\,I_o - 1{,}41\,I_q + 1{,}41\,I_u + I_z)$$
$$I_3 = \frac{1}{8}(I_a + 0{,}76\,I_c - 1{,}41\,I_e - 1{,}85\,I_g + 1{,}85\,I_q + 1{,}41\,I_s - 0{,}76\,I_u - I_z)$$
$$I_4 = \frac{1}{8}(I_a - 2\,I_e + 2\,I_o - 2\,I_s + I_z)$$
$$I_5 = \frac{1}{8}(I_a - 0{,}76\,I_c - 1{,}41\,I_e + 1{,}85\,I_g - 1{,}85\,I_q + 1{,}41\,I_s - 0{,}76\,I_u - I_z)$$

VI

$$I_m = \frac{1}{24}(I_a + 2\,I_b + 2\,I_d + 2\,I_e + 2\,I_f + 2\,I_h + 2\,I_o + 2\,I_p + 2\,I_r + 2\,I_s + 2\,I_t + 2\,I_v + I_z)$$
$$I_1 = \frac{1}{12}(I_a + 1{,}93\,I_b + 1{,}73\,I_d + 1{,}41\,I_e + I_f + 0{,}52\,I_h - 0{,}52\,I_p - I_r - 1{,}41\,I_s - 1{,}73\,I_t - 1{,}93\,I_v - I_z)$$
$$I_2 = \frac{1}{12}(I_a + 1{,}73\,I_b + I_d - I_f - 1{,}73\,I_h - 2\,I_o - 1{,}73\,I_p - I_r + I_t + 1{,}73\,I_v + I_z)$$
$$I_3 = \frac{1}{12}(I_a + 1{,}41\,I_b - 1{,}41\,I_e - 2\,I_f - 1{,}41\,I_h + 1{,}41\,I_p + 2\,I_r + 1{,}41\,I_s - 1{,}41\,I_v - I_z)$$
$$I_4 = \frac{1}{12}(I_a + I_b - I_d - 2\,I_e - I_f + I_h + 2\,I_o + I_p - I_r - 2\,I_s - I_t + I_v + I_z)$$
$$I_5 = \frac{1}{12}(I_a + 0{,}52\,I_b - 1{,}73\,I_d - 1{,}41\,I_e + I_f + 1{,}93\,I_h - 1{,}93\,I_p - I_r + 1{,}41\,I_s + 1{,}73\,I_t - 0{,}52\,I_v - I_z).$$

TABELLA 1 - Coefficienti dei valori di $I = I(V)$ per il calcolo delle armoniche

	Valori della tensione	$V_o + V_M$	$V_o + 0.97\ V_M$	$V_o + 0.92\ V_M$	$V_o + 0.87\ V_M$	$V_o + 0.71\ V_M$	$V_o + 0.5\ V_M$	$V_o + 0.38\ V_M$	$V_o + 0.26\ V_M$	V_o	$V_o - 0.26\ V_M$	$V_o - 0.38\ V_M$	$V_o - 0.5\ V_M$	$V_o - 0.71\ V_M$	$V_o - 0.87\ V_M$	$V_o - 0.92\ V_M$	$V_o - 0.97\ V_M$	$V_o - V_M$
	Valori della corrente	I_a	I_b	I_c	I_d	I_e	I_f	I_g	I_h	I_o	I_p	I_q	I_r	I_s	I_t	I_u	I_v	I_z
I	$4\ I_m$	1	—	—	—	—	—	—	—	2	—	—	—	—	—	—	—	1
	$2\ I_1$	1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—1
II	$6\ I_m$	1	—	—	—	—	2	—	—	—	—	—	2	—	—	—	—	1
	$3\ I_1$	1	—	—	—	—	1	—	—	—	—	—	—1	—	—	—	—	—1
	$3\ I_2$	1	—	—	—	—	—1	—	—	—	—	—	—1	—	—	—	—	1
III	$8\ I_m$	1	—	—	—	2	—	—	—	2	—	—	—	2	—	—	—	1
	$4\ I_1$	1	—	—	—	1.41	—	—	—	—	—	—	—	—1.41	—	—	—	—1
	$4\ I_2$	1	—	—	—	—	—	—	—	2	—	—	—	—	—	—	—	1
	$4\ I_3$	1	—	—	—	—1.41	—	—	—	—	—	—	—	1.41	—	—	—	—1
IV	$12\ I_m$	1	—	—	2	—	2	—	—	2	—	—	2	—	2	—	—	1
	$6\ I_1$	1	—	—	1.73	—	1	—	—	—	—	—	—1	—	—1.73	—	—	—1
	$6\ I_2$	1	—	—	1	—	—1	—	—	—2	—	—	—1	—	1	—	—	1
	$6\ I_3$	1	—	—	—	—	—2	—	—	—	—	—	2	—	—	—	—	—1
	$6\ I_4$	1	—	—	—1	—	—1	—	—	2	—	—	—1	—	—1	—	—	1
	$6\ I_5$	1	—	—	—1.73	—	1	—	—	—	—	—	—1	—	1.73	—	—	—1
V	$16\ I_m$	1	—	2	—	2	—	2	—	2	—	2	—	2	—	2	—	1
	$8\ I_1$	1	—	1.85	—	1.41	—	0.76	—	—	—	—0.76	—	—1.41	—	—1.85	—	—1
	$8\ I_2$	1	—	1.41	—	—	—	—1.41	—	—2	—	—1.41	—	—	—	1.41	—	1
	$8\ I_3$	1	—	0.76	—	—1.41	—	—1.85	—	—	—	1.85	—	1.41	—	—0.76	—	—1
	$8\ I_4$	1	—	—	—	—2	—	—	—	2	—	—	—	—2	—	—	—	1
	$8\ I_5$	1	—	—0.76	—	—1.41	—	1.85	—	—	—	1.85	—	1.41	—	0.76	—	—1
VI	$24\ I_m$	1	2	—	2	2	2	—	2	2	2	—	2	2	2	—	2	1
	$12\ I_1$	1	1.93	—	1.73	1.41	1	—	0.52	—	—0.52	—	—1	—1.41	—1.73	—	—1.93	—1
	$12\ I_2$	1	1.73	—	1	—	—1	—	—1.73	—2	—1.73	—	—1	—	1	—	1.73	1
	$12\ I_3$	1	1.41	—	—	—1.41	—2	—	—1.41	—	1.41	—	2	1.41	—	—	1.41	—1
	$12\ I_4$	1	1	—	—1	—2	—1	—	1	2	1	—	—1	—2	—1	—	1	1
	$12\ I_5$	1	0.52	—	—1.73	—1.41	1	—	1.93	—	—1.93	—	—1	1.41	1.73	—	—0.52	—1

Le formule sono riassunte nella tabella I, in cui ogni riga orizzontale corrisponde ad una delle formule approssimate suesposte e contiene i coefficienti numerici di tale formula; ogni coefficiente è scritto nella colonna in testa alla quale è indicato il valore di corrente, per cui tale coefficiente va moltiplicato. La tabella è divisa in sei gruppi, esattamente come le formule prima esposte. Per illustrare l'uso della tabella supponiamo di voler calcolare la terza armonica I_3 con le formule del gruppo V; a tale scopo si dovrà moltiplicare ogni coefficiente, letto nella riga orizzontale I_3 - gruppo V, per il valore della corrente che è indicato in testa alla colonna in cui si trova il coefficiente e che viene letto sul grafico in corrispondenza alla tensione segnata pure in testa alla colonna; nel caso particolare in esame dovremo eseguire le operazioni:

$$1 \times I_a;\ 0{,}76 \times I_c;\ -1{,}41 \times I_e;\ -1{,}85 \times I_g;\ 1{,}85 \times I_q;\ 1{,}41 \times I_s;\ -0{,}76 \times I_u;\ -1 \times I_z;$$

poi si dovranno sommare i numeri così ottenuti, tenendo conto del segno, cioè si dovrà eseguire la differenza tra la somma dei numeri ottenuti con coefficienti positivi e la somma dei numeri con coefficienti negativi; finalmente il risultato così ottenuto si divide per il numero che figura a sinistra del simbolo dell'armonica, cioè 8 nel nostro caso. Nella tabella II si ha un esempio di calcolo con i coefficienti del gruppo V, leggendo i valori di corrente sulla caratteristica di figura 2; in tale tabella non sono segnati i valori di corrente, il cui coefficiente sarebbe zero.

TABELLA 2 - Esempio di calcolo con le formule del gruppo V e il grafico della figura 2 - $V_o = -20$ volt $V_M = 20$ volt

Valori della tensione	0	— 1.6	— 5.8	—12.4	—20	—27.6	—34.2	—38.4	— 40	Σ	Valori delle armoniche
Valori della corrente	106.4	88.5	49.6	18.8	5.2	1.5	0.6	0.2	0		
16 I_m	106.4	177.0	99.2	37.6	10.4	3.0	1.2	0.4	0	435.2	27.2
8 I_1	106.4	163.7	70.1	14.4	—	— 1.1	— 0.8	— 0.4	0	352.3	44 0
8 I_2	106.4	125.1	—	—26.6	10.4	— 2.1	—	0.3	0	192.7	24.1
8 I_3	106.4	67.6	—70.1	—34.8	—	2.8	0.8	— 0.2	0	72.5	9.1
8 I_4	106.4	—	—99.2	—	10.4	—	— 1.2	—	0	16.4	2.1
8 I_5	106.4	—67.6	—70.1	34.8	—	— 2.8	1.2	0.2	0	2.1	0.3

Quanto all'uso delle varie formule si può osservare:

le formule, o i coefficienti, del gruppo I possono servire per calcoli di orientamento, quando sia sufficiente una grossolana approssimazione e interessi soltanto la prima armonica;

le formule del gruppo II danno una migliore approssimazione e consentono di valutare anche la seconda armonica;

le formule del gruppo III migliorano ulteriormente l'approssimazione e consentono di valutare anche la terza armonica;

le formule del gruppo IV forniscono i valori delle prime cinque armoniche con approssimazione che in molti casi può essere sufficiente;

le formule del gruppo V forniscono in generale un'approssimazione più che sufficiente ai bisogni della pratica;

le formule del gruppo VI sono da usarsi soltanto in casi eccezionali, o quando si desidera un'approssimazione elevata, o quando la caratteristica è molto irregolare, o quando si studiano funzionamenti in classe C con angoli di circolazione molto piccoli.

TABELLA 3 - Confronto dei valori collocati con le diverse approssimazioni sulla caratteristica della figura 2 per $V_o = -20$ volt e $V_M = 20$ volt

Gruppo di formule	I	II	III	IV	V	VI
I_m	29.2	27.2	27.2	27.3	27.2	27.2
I_1	53.2	44.2	43.9	43.9	44.0	43.9
I_2	—	26.0	24.0	23.8	24.1	23.9
I_3	—	—	9.3	9.0	9.1	9.0
I_4	—	—	—	2.1	2.1	2.0
I_5	—	—	—	0.3	0.3	0.3

Per avere un'idea dell'ordine di approssimazione riuniamo nella tabella III i valori delle armoniche ricavate dalla caratteristica di fig. 2 con i diversi gruppi di formule.

E' evidente che l'unità in cui risultano espresse le ampiezze delle armoniche è quella stessa con cui si leggono le correnti sul grafico. Nel caso nostro le correnti sono tutte date in milliampere.

APPENDICE.

Le formule esposte si deducono dalle espressioni generali dei coefficienti della serie di Fourier mediante un'integrazione approssimata. Esporremo con qualche dettaglio il calcolo del valore medio I_m. Notoriamente si ha:

$$I_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I\,(V_o + V_M \cos\alpha)\, d\alpha$$

ossia I_m si ottiene calcolando l'area del diagramma di una semi-onda della corrente e dividendola per la larghezza π di detta onda. Ora quest'area si può calcolare, in via approssimata, dividendo la semi-onda di corrente in n trapezi, di uguale altezza $\frac{\pi}{n}$, mediante $n-1$ parallele all'asse delle ordinate tra loro equidistanti, e sommando le aree di questi, valutate nell'ipotesi che il tratto di caratteristica compreso tra due ordinate sia rettilineo. Si ottiene allora:

$$I_m = \frac{1}{2n} \Big\{ I\,(V_o + V_M) + 2I\,(V_o + V_M \cos\frac{\pi}{n}) + 2I\,(V_o + V_M \cos 2\frac{\pi}{n}) + \ldots$$
$$\ldots + 2I\,(V_o + V_M \cos\frac{n-1}{n}\pi) + I\,(V_o - V_M) \Big\}.$$

In modo analogo la prima armonica si ottiene calcolando l'area della curva $I\,(V_o + V_M \cos\alpha) \cos\alpha$, che si ottiene moltiplicando per $\cos\alpha$ la curva della corrente; la seconda armonica si ricava valutando l'area di $I\,(V_o + V \cos\alpha)\ \cos 2\alpha$; e così via. E si ha quindi:

$$I_1 = \frac{1}{n} \Big\{ I\,(V_o + V_M) + 2 . I\,(V_o + V_M \cos\frac{\pi}{n}) . \cos\frac{\pi}{n} + 2 . I\,(V_o + V_M \cos 2\frac{\pi}{n}) . \cos 2\frac{\pi}{n} + \ldots$$
$$\ldots + 2I\,(V_o + V_M \cos\frac{n-1}{n}\pi) . \cos\frac{n-1}{n}\pi - I\,(V_o - V_M) \Big\}$$

$$I_2 = \frac{1}{n} \Big\{ I\,(V_o + V_M) + 2 . I\,(V_o + V_M \cos\frac{\pi}{n}) . \cos 2\frac{\pi}{n} + 2 . I\,(V_o + V_M \cos 2\frac{\pi}{n}) . \cos 4\frac{\pi}{n} + \ldots$$
$$\ldots + 2 . I\,(V_o + V_M \cos\frac{n-1}{n}\pi) . \cos 2\frac{n-1}{n}\pi + I\,(V_o - V_M) \Big\}$$

$$I_3 = \frac{1}{n} \Big\{ I\,(V_o + V_M) + 2 . I\,(V_o + V_M \cos\frac{\pi}{n}) . \cos 3\frac{\pi}{n} + 2 . I\,(V_o + V_M \cos 2\frac{\pi}{n}) . \cos 6\frac{\pi}{n} + \ldots$$
$$\ldots + 2I\,(V_o + V_M \cos\frac{n-1}{n}\pi) \cos 3\frac{n-1}{n}\pi - I\,(V_o - V_M) \Big\}$$

Facendo $n = 2, 3, 4, 6, 8, 12$, si ottengono ordinatamente le formule dei gruppi I, II, III, IV, V, VI. Si osservi che in generale per ottenere un valore attendibile, per esempio della terza armonica, occorrono almeno quattro valori di corrente; e questo spiega perchè nelle formule del gruppo I ($n = 2$) figuri solo la prima armonica, mentre le formule del gruppo II ($n = 3$) forniscono anche i valori della seconda armonica e non quelli della terza, i quali cominciano a partire da $n = 4$ (gruppo III), così come quelli della quinta armonica si calcolano soltanto a partire da $n = 6$ (gruppo IV).

RINALDO SARTORI.

UNA NOVITÀ PER I CULTORI DELLA RADIO

Presentiamo ai lettori della nostra rivista la prima serie di **Grafici, abachi e nomogrammi** per la pronta e facile risoluzione dei vari problemi di studio e di pratica radiotecnica.

Il loro uso, facilitato da una chiara ed esauriente nota esplicativa unita ad ogni grafico, semplificherà e renderà rapida ogni calcolazione: la raccolta completa diventerà la indispensabile compagna di tutti i tecnici e gli studiosi della radio.

Diamo qui di seguito l'elenco di questa prima serie alla quale seguiranno le altre per formare, tutte insieme, gli elementi indispensabili per ogni progettazione.

1) **La legge di Ohm - (Relazione nomografica fra Volt, Ampère ed Ohm).**
2) **Nomogramma per il calcolo della potenza elettrica. (Relazione tra Watt, Volt ed Ampère).**
3) **Nomogramma per il calcolo della resistenza in corrente continua dei fili di rame.**
4) **Nomogramma per il calcolo della resistenza in corrente continua dei fili di diversi metalli.**
5) **Nomogramma per il calcolo dell'ingombro dei fili di rame ai fini della bobinatura.**
6) **Nomogramma per il calcolo della resistenza dei fili di rame in regime di alta frequenza. - L'effetto pellicolare.**
7) **Abaco per il calcolo delle resistenze riduttrici di tensione per l'alimentazione dei radioricevitori.**
8) **Nomogramma per la misura delle resistenze mediante un milliamperometro.**
9) **Nomogramma per il calcolo dei complessi di resistenze in parallelo e di capacità in serie.**
10) **Nomogramma per la determinazione delle correnti derivate e degli shunts, delle cadute di tensione e delle resistenze riduttrici.**

Racchiusi in comoda cartella, che potrà servire per accogliervi anche le serie successive, saranno posti in vendita al prezzo netto di Lire 80,—.

Gli ultrasuoni

ing. M. DELLA ROCCA

(2555/6)

(Continuazione dal N. 1-2)

I proiettori che attualmente si costruiscono hanno forma e dimensioni diverse oltre che caratteristiche elettriche differenti a seconda dell'impiego cui son destinati, principali sono: proiettori da esplorazione verticali o da scandaglio, proiettori da esplorazione orizzontali o periteri, proiettori da imbarcazione.

L'apparecchiatura completa quale si vede in fig. 10 oltre al proiettore comprende il generatore trasmettitore ed il ricevitore ed un indicatore ottico; altre al posto dell'indicatore ottico hanno ecometri, ecoscopii, analizzatori rotanti, ecc. Questi apparati vengono installati su di una nave come risulta dallo schizzo di fig. 12 e possono fornire ecogrammi come quelli riprodotti nella fotografia di fig. 13 o nella fig. 14, ove in ascissa sono riportate le ore ed i tempi di scandaglio ed in ordinata le profondità che possono essere rilevate, come appare dal grafico, con l'approssimazione di 1 metro.

Proiettori ultrasonori sono stati costruiti anche di più grande diametro atti ad essere eccitati con tensioni ri-

Fig. 12 — Fig. 14

Fig. 15

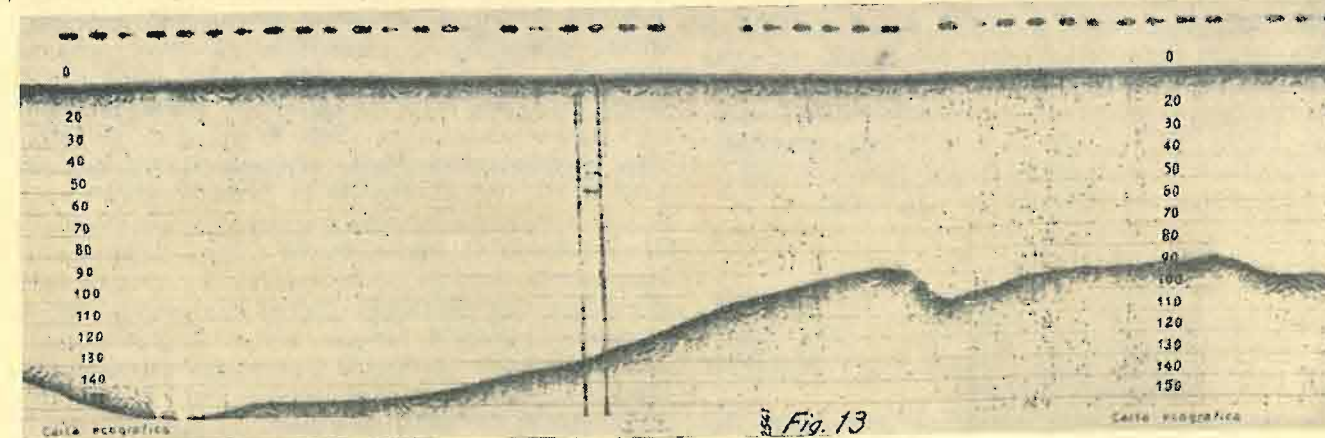



Fig. 13

levanti dell'ordine dei 2500 V; essi permettono di scandagliare profondità di 3000 metri, giungendo così a soddisfare le esigenze della navigazione e della idrografia. Senza dubbio il dopo guerra ci darà altre novità sensazionali in questo campo, perchè gli studii e le realizzazioni non si sono arrestati qui, ma han proseguito e naturalmente sono stati tenuti segreti.

IL PROIETTORE A MAGNETOSTRIZIONE.

Il fenomeno della magnetostrizione, come abbiamo già accennato, si basa sulle deformazioni meccaniche che subiscono alcuni metalli a forte percentuale di nichel quando sono sottoposti all'azione di un campo magnetico ed in reciproca alle variazioni di campo che si verificano per effetto delle deformazioni meccaniche del metallo. (W. PIERCE - *P.I.R.E.*, 1929, XVII).

Allorquando il campo magnetico varia con una frequenza uguale a quella di oscillazione meccanica del materiale si ha anche un fenomeno di risonanza ed è quindi possibile generare oscillazioni elastiche ad alta frequenza come col quarzo.

Un proiettore a magnetostrizione comprende come organo principale, un anello, una sbarra od un sistema di sbarre di nichel o materiale a forte percentuale di nichel eccitato da un generatore. Le potenze di eccitazione però sono limitate e non possono superare un dato limite a causa delle correnti parassite che si sviluppano nel metallo per effetto del campo alternato. Per ridurre questo effetto si è sempre pensato che non si dovesse oltrepassare una data sezione della barretta di nichel, indipendentemente dalla frequenza di risonanza. Però recentemente esperienze condotte su anelli di nichel-cromo, invece che su barre, han dimostrato che si possono ridurre e portare quasi a zero le correnti parassite, aumentando in pari tempo le potenze.

Oltre a ciò l'impiego di speciali proiettori a forma di campana, che servono a meglio convogliare in un fascio le onde elastiche emesse han reso possibile un migliore sfruttamento di questo principio. La forma di un proiettore a magnetostrizione è indicato nello schizzo di fig. 15. Però è da notare che il principio della magnetostrizione è giovanissimo e che i primi apparati han fatto le loro prove con l'inizio della attuale guerra; è quindi probabile che anche in questo campo si siano fatti passi da giganti, che naturalmente sono tenuti segreti, come avvenne già per il passato con l'utilizzazione dell'ultrasuono.

La frequenza alla quale risuona una barretta di nichel od altro materiale a forte percentuale di nichel è data dalla relazione $f = c/2L$), ove c è la velocità di propagazione delle onde sonore nel metallo ed L la lunghezza della barra. (K. CH. BLACK - *A dynamic study of magnetostriction* - Proc. Amer. Acad. Boston, 1928, Bd. 63; W. KALLMEYER - *Durch magnetostriktive Krafte*, DRP 607048, 1934; G. W. PIERCE - *Magnetostrictive vibrator*, Brit. Pat. 283116, 1928).

LA POTENZA DELL'EMISSIONE.

Fra le caratteristiche dell'emissione non abbiamo accennato alla potenza, perchè di essa volevamo parlare dopo aver dato una visione d'insieme di una delle maggiori applicazioni dell'ultrasuono.

La potenza ultrasonora emessa per cm² da una lamina di quarzo immersa in un liquido può calcolarsi con la relazione:

$$P\,(\text{watt}\,.\,\text{cm}^2) = 1{,}1\,.\,10^{-28}\left(\frac{2\pi f}{2n+1}\right)\frac{\rho_1{}^2 V_1{}^2}{\rho_0 V_0}\,E^2,$$

ove E rappresenta l'ampiezza della tensione alternata in Volta, ρ_0 la densità del quarzo, ρ_1 la densità del mezzo e V_0 la velocità del suono.

La potenza ultrasonora può essere agevolmente raddoppiata e quadruplicata facendo lavorare il quarzo con una sola faccia immersa nel liquido, come nel caso del proiettore sonoro ove una faccia del sandwich resta nell'aria, perchè contenuta nell'involucro. In queste condizioni l'ampiezza di vibrazione si raddoppia e la potenza si moltiplica per quattro. La relazione fra ampiezza di pressione e potenza si scrive: $P = 1/2\,\frac{p_0{}^2}{\rho_0 v_0}$, ove p_0 è l'ampiezza di pressione. Ad esempio nell'olio di paraffina una potenza di 10 watt cm² corrisponde ad un'ampiezza di pressione di 4,5 atm.

L'ampiezza di velocità v_0 delle particelle del liquido sottoposto a vibrazioni elastiche è in media uguale a $\frac{v_0}{\sqrt{2}}$; l'energia cinetica di 1 cc. del mezzo liquido è quindi: $\frac{v_0{}^2}{2}\,\rho_0$ ed essendo la velocità dell'ultrasuono V_0 si avrà: $P = \frac{v_0{}^2}{2}\,\rho_0 V_0$. E' interessante notare che per i liquidi normali l'ampiezza di velocità è 10^4 volte più piccolo della velocità dei moti termici delle molecole (moto di Brown) alla temperatura ambiente. Nel caso però di molecole molto grandi la velocità è molto meno elevata.

Una volta noto v_0 noi possiamo calcolare l'ampiezza di vibrazione delle particelle, cioè lo spostamento massimo in rapporto alla loro posizione iniziale, che è data dalla relazione: $a_0 = \frac{v_0}{2\pi f}$, nel mentre l'ampiezza di accelerazione sarà: $b_0 = 2\pi f v_0$. (D. G. BOURGIN - *Sound propagation in gas mixtures*, Phys. Rev., 1929, Bd. 7; R. W. BOYLE et J. F. LEHMANN - *Report on ultrasonic*, Cand. Res. Council 1923; F. VIERI - *Ultrasuoni*, Milano, S. A. Andreini, 1938).

La misura della potenza degli ultrasuoni è cosa non molto facile; si può eseguire con mezzi comparativi e qualitativi. Per deboli intensità ci si può servire delle figure di KUNDT e CHLADNI, note fin dal 1866, costituite dalle figure geometriche che grani di polvere qualunque formano automaticamente quando sono dispersi in un liquido sottoposto all'azione di onde elastiche; queste figure permettono un apprezzamento qualitativo. La misura quantitativa non è facile e può essere effettuata con due sistemi: il primo, più noto ed usato, consiste nel misurare la pressione di radiazione esercitata da un fascio ultrasonoro su di una superficie riflettente, evitando la formazione di un sistema di onde stazionarie; il secondo consiste nell'uso di un sistema calorimetrico che misura l'aumento di temperatura delle particelle del liquido, che a causa del moto si surriscaldano. Questi due metodi sono e resteranno metodi di laboratorio; per le grandi intensità la fontanella di liquido, sul quarzo generatore, è il punto di riferimento abituale. Esiste ed è molto usato anche il metodo Richards, basato sul principio che il livello del liquido di un capillare in recipiente sottoposto all'azione di un fascio ultrasonoro varia secondo la potenza di questo (W. T. RICHARDS - Proc. Nat. Acad. Sc. Washington, 1929, Bd. 15).

EFFETTI MECCANICI E TERMICI DELL'ULTRASUONO.

Abbiamo già accennato alle figure di Kundt e Chladni nel parlare della misura della potenza ed aggiungiamo che esse rappresentano anche il mezzo migliore per determinare la lunghezza d'onda di un fascio ultrasonoro. Infatti se in un tubo di vetro, pieno d'aria o di liquido sottoposto ad onde elastiche, noi immettiamo dei grani di polvere, questi si sistemeranno nelle regioni ove l'agitazione elastica è minima; si vedrà quindi un sistema di nodi equidistanti il cui intervallo corrisponderà alla lunghezza d'onda; con onde stazionarie la distanza nodale sarà uguale alla metà della lunghezza d'onda. Questo è il più antico ed il più noto effetto meccanico prodotto dall'ultrasuono.

La pressione di radiazione anche è un effetto meccanico, e si può calcolare agevolmente quella esercitata da un fascio ultrasonoro contro un ostacolo opaco agli ultrasuoni. In generale essa è uguale alla densità dell'energia ultrasonora vicino all'ostacolo. Essendo questa densità uguale alla potenza ultrasonora divisa per la velocità di propagazione, si hanno pressioni dell'ordine di 1 gr/cm² per intensità dell'ordine di 10 w/cm².

Effetti distruttivi su recipienti o tubi di vetro sottile anch'essi sono effetti meccanici noti; si sa infatti che è impossibile misurare la temperatura di un liquido nel quale agisce l'ultrasuono con termometri a mercurio perchè la colonnina si spezza. Infatti per studiare una piccola regione del liquido vibrante si utilizza una bacchetta immersa nel bagno e terminante superiormente in un piccolo cilindro pieno di olio di paraffina sul quale pesa il bulbo di un termometro a mercurio; le vibrazioni trasmesse dal vetro all'olio vengono rilevate dal termometro come effetto termico.

Altro effetto noto è quello della cavitazione, consistente nell'apparizione di bollicine animate da moto regolare e rapido nei liquidi sottoposti all'energia ultrasonora. La cavitazione può essere impedita degassificando il liquido, ma in tal caso, per lo più, cessa anche l'azione dell'ultrasuono.

Altri effetti meccanici sono lo scricchiolio del ghiaccio, la dispersione in particelle colloidali del mercurio, il riscaldamento che risente la mano che tiene una bacchetta immersa in un campo ultrasonoro, mentre la bacchetta resta fredda. (C. BONDY et K. SOLLNER - *On the mecanism of emulsification by ultrasonic waves*, Trans. Faraday Soc., 1935, Bd. 31; R. W. BOYLE et G. B. TAYLOR - *Cavitation in the track of ultrasonic beam*, Phys. Rev. II, 1929; N. GAINES et L. CHAMBERS - *Further study of effects of intense audio frequency sound*, Phys. Rev. II, 1932).

EFFETTI CHIMICI DELL'ULTRASUONO

In una serie di note apparse fra il 1927 ed il 1928, Richards, Loomis e Wood hanno dimostrato che le reazioni chimiche sono sensibilmente accelerate dagli ultrasuoni, che il punto di ebollizione dei liquidi puri si trova abbassato, che gli stati metastabili passano a quello stabile, come ad es. il fosforo fuso che si solidifica non appena è sottoposto all'azione di onde elastiche. Essi hanno dimostrato anche che i gas disciolti nell'acqua sono posti in libertà e che taluni liquidi surriscaldati esplodono in maniera spesso pericolosa, ed infine che due mezzi liquidi, i quali normalmente non si mescolano, si emulsionano facilmente quando sono sottoposti all'ultrasuono. Tal'è il caso dell'acqua con l'olio di vasellina o dell'acqua col mercurio.

Quest'ultima scoperta ha fatto sì che la chimica dei colloidi si è rivolta agli ultrasuoni con ottimi risultati sia per la qualità dei preparati ottenuti, sia per il tempo impiegato. Il meccanismo del fenomeno appare alquanto complesso, ma in linea generale è stabilito che la emulsificazione avviene perchè un fascio ultrasonoro convogliato alla superficie di separazione dei liquidi fa distaccare violentemente delle particelle infinitesimali che formano delle emulsioni. (*Wood* e *Loomis* - *Phil. Mag.*, 1927, VII - *Richards e Loomis* - *Am. Chem. Soc.*, 1927, 49 - *Richards* - *Nat. Acad. of. Sc.* 1929, 15).

Nel 1936 Claus e Schmidt riprendendo le prime esperienze eseguite dagli americani Bondy e Sollner pubblicarono i loro studii sulla dispersione dei metalli nell'acqua; essi accompagnano l'elettrolisi del metallo con una azione ultrasonora energica ottenendo una dispersione dei metalli di finezza estrema, che sembra arrivi all'ordine jonico.

Fin dal 1934 il Claus aveva condotto a termine studii sul miglioramento delle emulsioni fotografiche di notevole importanza. Il procedimento del Claus permette di aumentare enormemente l'omogeneità, la stabilità e la concentrazione dei sali d'argento nelle emulsioni fotografiche aumentando così il potere di soluzione e la sensibilità delle emulsioni. Il procedimento consiste nel precipitare il bromuro d'argento prima di fissarlo alla gelatina e di sensibilizzarlo prima di peptolizzarlo all'emulsione in modo che il grano già trattato si disperde nella gelatina; in conseguenza non è più necessario un lungo lavaggio della gelatina e la fabbricazione si può effettuare in qualche minuto. (*B. Claus* - *Ueber die Wirkung ultraakusticher Schwingungen auf photografische Emulsionen, Zeit. techn. Phys.*, 1934, *Bd.* 15 - *B. Claus e Schmidt* - *Ueber die Erzeugung - disperser Metallzustände durch Ultraschall, Kolloid-Beihefte*, 1936, *Bd.* 45).

Molti autori, fra i quali il Marinesco, hanno analizzato l'influenza delle onde ultrasonore su lastre fotografiche, constatando che una irradiazione ultrasonora ha il medesimo effetto di una esposizione alla luce. Questa osservazione è interessantissima giacchè ci fa apparire l'ultrasuono come un succedaneo della luce e ci fa pensare che esiste una analogia fra energia luminosa ed energia cinetica.

Come inversa dei fenomeni elencati si è notato un effetto di coagulazione su sistemi dispersi, fra i quali notevoli sono quelli rivelati da Brandt e Fraund (*Zeit. phys. chem.*, 1935, *Bd.* 95) sulla coagulazione, quasi istantanea, e la precipitazione del fumo di tabacco e di P_2O_5, SO_3 ecc.

Occorre citare anche gli studi dello Szalay (*Phys. Zeit.* 1934, *Bd.* 35), che ha osservato fenomeni di depolimerizzazione operando su soluzioni colloidali di corpi polimerizzati; la fecola si tramuta in destrina, la gomma araoica, la gelatina e lo zucchero si decompongono, ecc. Il fenomeno sembra sia dovuto all'accrescimento molto grande della temperatura provocata dall'aumento della velocità di moto impresso dagli ultrasuoni.

(*continua*).

Impedenza d'ingresso di una valvola amplificatrice

Dott. Ing. DOMENICO MIGNECO (2565/5)

SOMMARIO: *Si tratta dell'impedenza d'ingresso d'una valvola usata come amplificatrice e si dimostra brevemente che è costituita da una parte resistiva e da una capacitiva. La parte resistiva può esser positiva o negativa; in quest'ultimo caso può dar luogo ad innesco di oscillazioni persistenti. La parte capacitiva, che si dimostra esser l'unica importante nell'amplificazione BF, è notevole negli stadi a triodo e tale da pregiudicare sensibilmente la banda di frequenza amplificata.*

Per impedenza d'ingresso di una valvola amplificatrice si intende l'impedenza che si può misurare tra i terminali di griglia e di catodo, ovvero il rapporto vettoriale fra la tensione c. a. applicata al circuito di griglia e la corrente c. a. assorbita da quest'ultimo, a valvola funzionante. Qualora si conoscano le caratteristiche della valvola impiegata e le sue effettive condizioni di lavoro, si può agevolmente calcolare la corrente assorbita dal tratto griglia-catodo per una data tensione applicata alla griglia e di conseguenza determinare il valore dell'impedenza d'entrata in grandezza e fase. In

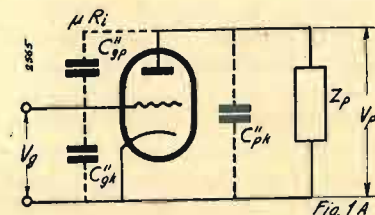
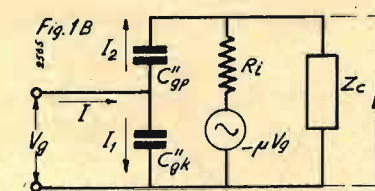



figura 1 *a* è rappresentato uno stadio amplificatore ed in figura 1 *b* il suo schema equivalente (la distorsione di forma si ammette trascurabile).

In dette figure:

Z_p è l'impedenza esterna di carico, generalmente complessa, se non altro per le capacità distribuite.

C''_{gk} è la capacità complessiva esistente tra griglia e catodo, ed è $C''_{gk} = C_{gk} + C'_{gk}$ in cui C_{gk} è la ca-

pacità interelettrodica e C'_{gk} è la capacità distribuita dovuta allo zoccolo ed ai collegamenti.

C''_{gp} è la capacità complessiva esistente tra griglia e placca, è cioè $C''_{gp} = C_{gp} + C'_{gp}$ (v. sopra).

C''_{pk} è la capacità complessiva esistente tra placca e catodo, e cioè $C''_{pk} = C_{pk} + C'_{pk}$ (v. sopra).

μ è il coefficiente d'amplificazione della valvola.

R_i è la resistenza interna della valvola.

Z_c è l'impedenza complessiva di carico ed è costituita da Z_p con in parallelo C''_{pk}.

Applicando alla griglia, cioè ai capi della capacità C''_{gk} una tensione alternativa V_g, si otterrà ai capi dell'impedenza di carico Z_c una tensione amplificata V_p della stessa frequenza e di forma simile a quella di V_g, sfasata di un certo angolo φ rispetto alla tensione $-V_g$. Questo sfasamento è dovuto al fatto che Z_c è in generale complessa, infatti per Z_c puramente ohmica, φ è nullo e la tensione V_p è in perfetta opposizione di fase con V_g.

Indicando con A l'amplificazione effettiva dello stadio considerato, cioè il rapporto fra i moduli delle tensioni V_p e V_g, si avrà:

$$V_p = V_p - V_g A \ (\cos\varphi + j \,\mathrm{sen}\,\varphi) \qquad [1]$$

dove j è l'unità immaginaria e le lettere maiuscole indicano i moduli delle relative grandezze vettoriali.

La corrente I_g assorbita dal circuito di griglia sarà somma di due correnti I_1 ed I_2 che scorrono attraverso le due capacità C''_{gk} e C''_{gp} per effetto delle tensioni esistenti ai capi di esse, tensioni che sono rispettivamente V_g e $(V_g - V_p)$. Pertanto, indicando con ω la pulsazione, le due correnti suddette saranno date dalle relazioni:

$$I_1 = j\,\omega\, C''_{gk} V_g \qquad I_2 = j\,\omega\, C''_{gp} (V_g - V_p)$$

e per la [1]

$$I_2 = j\omega\, C''_{gp} V_g \,[1 + A\,(\cos\varphi + j\,\mathrm{sen}\,\varphi)]$$

La corrente totale sarà perciò:

$$I = I_1 + I_2 = j\,\omega\, C''_{gk} V_g + \\ + j\,\omega\, C''_{gp} V_g \,[1 + A\,(\cos\varphi + j\,\mathrm{sen}\,\varphi)] \qquad [2]$$

L'ammettenza d'entrata dello stadio amplificatore, che è uguale all'inverso dell'impedenza d'entrata sarà:

$$Y_e = \frac{I}{V_g} = j\omega C''_{gk} + j\omega C''_{gp}[1 + A(\cos\varphi + j\,\mathrm{sen}\varphi)] = \frac{1}{Z_e}$$

da cui

$$Y_e = j\,\omega\,[C''_{gk} + C''_{gp}\,(1 + A\cos\varphi)] - \omega C''_{gp} A\,\mathrm{sen}\varphi \quad [3]$$

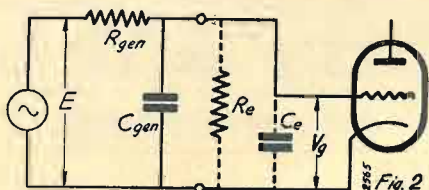
Dalla [3] si deduce che l'impedenza d'ingresso di una valvola amplificatrice è equivalente ad una resistenza R_e con in parallelo una capacità C_e che chiameremo effettive ed i cui valori sono dati da:

$$R_e = -\frac{1}{\omega\, C''_{gp}\,(A\,\mathrm{sen}\,\varphi)} \qquad [4]$$

$$C_e = C''_{gk} + C''_{gp}\,(1 + A\cos\varphi) \qquad [5]$$

E, dal punto di vista del generatore applicato alla

griglia, lo stadio assume l'aspetto segnato in figura 2.

Dall'esame della [4] si ricava che la resistenza effettiva d'ingresso R_e è variabile con la pulsazione ω e quindi con la frequenza e che più precisamente, per un dato *sen* φ, decresce al crescere della frequenza. Inoltre R_e è negativa o positiva a seconda che l'angolo φ è positivo o negativo, cioè a seconda che il carico Z_c contiene una parte reattiva induttiva o capacitiva, ed valore di R_e è legato alla frequenza, non solo per mezzo del fattore ω ma anche attraverso allo sfasamento φ. Allorchè l'impedenza complessiva di carico Z_c è puramente resistiva, la resistenza effettiva R_e risulta infinita e l'impedenza d'entrata si riduce alla sola capacità.

$$C_e = C''_{gk} + C''_{gp}\,(A + 1) \qquad [6]$$

Questo è il caso di risonanza del carico anodico o di $1/\omega\,C''_{pk}$ trascurabile rispetto ad una Z_p puramente ohmica (amplificatori a resistenza capacità, con R_p non troppo elevata ed ω bassa).

Quando la resistenza effettiva R_e è positiva, significa che una certa quantità di energia viene trasferita dal circuito di griglia a quello di placca, si ha perciò un assorbimento di potenza dal generatore applicato tra griglia e catodo. Al contrario una resistenza effettiva d'ingresso negativa indica il fenomeno inverso, cioè un trasferimento di energia dal circuito di placca a quello di griglia (reazione positiva).

Per un dato valore dello sfasamento φ, il valore assoluto della resistenza R_e è inversamente proporzionale alla frequenza ed alla capacità C''_{gp}, pertanto alle frequenze più alte può raggiungere valori così bassi da determinare l'innesco di oscillazioni persistenti se R_e è negativa (φ positivo, carico anodico induttivo), o, rispettivamente, caricare sensibilmente il generatore collegato all'entrata dello stadio se R_e è positiva (φ negativo, carico anodico capacitivo). Questi inconvenienti si manifestano in misura maggiore con i triodi che coi pentodi perchè nei primi la capacità C_{gp} e quindi anche C''_{gp} è molto più elevata.

La capacità effettiva d'ingresso C_e è pure dipendente dalla frequenza, ma solo in modo indiretto, in quanto l'ampiezza della componente della tensione V_p in opposizione di fase a V_g, e cioè la ($A\,cos\,\varphi$) varia con lo sfasamento φ e cioè con la frequenza in gioco.

Negli amplificatori a bassa frequenza la resistenza effettiva d'entrata R_e è sempre molto elevata a causa del basso valore delle frequenze in gioco, può perciò esser trascurata. D'altro canto la capacità effettiva di ingresso C_e resta in parallelo all'uscita del generatore applicato tra griglia e catodo (v. figura 2), che il più delle volte ha una resistenza interna R_{gen} di valore piuttosto elevato (generalmente da 0,1 ad 1 MΩ) e pertanto ne risulta una sensibile attenuazione delle frequenze più alte.

Negli amplificatori ad alta e media frequenza, in cui l'impedenza di carico Z_c è generalmente un circuito risonante su una data frequenza, l'ampiezza A e lo sfasamento φ dell'amplificazione variano molto col variare della frequenza in gioco, di conseguenza variano apprezzabilmente tanto la resistenza che la capacità effettive del circuito d'ingresso.

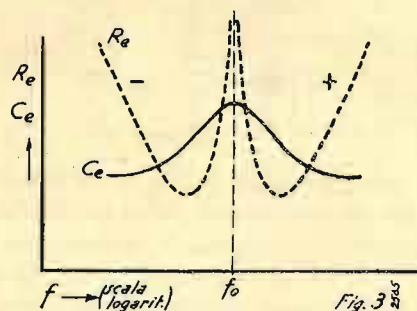
La curva della capacità effettiva d'ingresso è simile alla curva dell'amplificazione, cioè assume valori bassi alle frequenze lontane dalla risonanza e raggiunge il massimo alla frequenza di risonanza, mantenendosi simmetrica rispetto a questa frequenza.

La resistenza effettiva d'ingresso, dal canto suo, è positiva per le frequenze al di sopra della risonanza (carico con reattanza capacitiva) e negativa per frequenze al disotto della risonanza (carico con reattanza induttiva). Alla risonanza la resistenza effettiva d'ingresso R_e assume valore infinito e i valori assoluti di R_e si mantengono simmetrici rispetto a tale frequenza. Il minimo, in valore assoluto, della resistenza effettiva di ingresso si ha in due punti simmetrici, poco discosti dalla frequenza di risonanza, per i quali R_e assume rispettivamente il minimo valore negativo (massima reazione positiva) ed il minimo valore positivo (massimo carico sul generatore).

La figura 3 riporta i grafici di R_e e C_e in funzione della frequenza per il caso in esame e cioè di Z_c costituito da un circuito risonante sulla frequenza f_o.

Se anche nel circuito di griglia dell'amplificatore vi è un circuito risonante, la curva di risonanza di quest'ultimo può venir fortemente influenzata dall'impedenza d'ingresso della valvola amplificatrice. Se il circuito di griglia è accordato su una frequenza più bassa di quella su cui è accordato quello anodico, la resistenza effettiva d'ingresso alla frequenza di risonanza del primo risulta negativa e può pertanto compensare in parte le perdite del circuito di griglia stesso, migliorandone così il fattore di merito e conseguentemente la selettività, ma distorcendone tuttavia la curva di risonanza. Se poi il trasferimento di energia dal circuito anodico a quello di griglia è così rilevante da compensare completamente le perdite di quest'ultimo si innescano delle oscillazioni persistenti: ciò avviene quando alla frequenza di risonanza del circuito di griglia si ha:

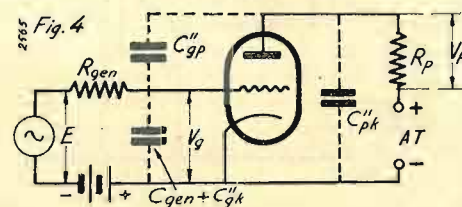
$$R_e < Z_{rg}$$

in Z_{rg} è l'impedenza dinamica del circuito risonante di griglia. E' questo un sistema molto usato dai

dilettanti americani per ottenere la generazione di oscillazioni persistenti ed è conosciuto sotto il nome di oscillatore Armstrong o TPTG (tuned plate, tuned grid). Anche nei normali ricevitori a conversione di frequenza si verifica talvolta tale fenomeno e cioè l'innesco di oscillazioni di media frequenza quando

l'amplificazione è eccessiva relativamente alla capacità complessiva griglia-placca.

Allorchè invece la R_e, pur non scendendo al punto da permettere l'innesco, è tale da far sentire la sua influenza, la curva di risonanza del circuito di griglia risulta distorta: alle frequenze più alte di quella di risonanza, R_e è positiva e la selettività risulta ridotta, a quelle più basse R_e è negativa e la selettività risulta acuita, in altre parole la curva di risonanza diventa dissimmetrica.

Onde dare un'idea dell'ordine di grandezza e dell'influenza dell'impedenza di ingresso di una valvola amplificatrice, calcoliamo la resistenza e la capacità effettive d'ingresso per una valvola 6C5 G FIVRE, usata come amplificatrice a bassa frequenza a resistenza-capacità.

Le caratteristiche nel punto di lavoro e le capacità tra gli elettrodi, tenendo conto di quelle esterne e conglobando in C''_{pk} anche quella del carico (supposto

collegato alla griglia di un pentodo finale), si possono ritenere le seguenti (v. fig. 4):

Capacità complessiva griglia-catodo

$$C''_{gk} = C_{gk} + C'_{gk} = 2 + 5 = 7 \text{ pF}$$

Capacità complessiva griglia-placca

$$C''_{gp} = C_{gp} + C'_{gp} = 5 + 3 = 8 \text{ pF}$$

Capacità complessiva placca-catodo

$$C''_{pk} = C_{pk} + C'_{pk} = 12 + 18 = 30 \text{ pF}$$

Coefficiente d'amplificazione $\mu = 20$

Resistenza interna $R_i = 15000\Omega$

Resistenza di carico $Z_p = R_p = 50000\ \Omega$

Resistenza interna del generatore $R_{gen} = 200000\ \Omega$ (corrisponde a quella presentata da una 6J7G con $R_p = 0{,}25$ MΩ).

L'impedenza della capacità C''_{pk}, anche alle frequenze più elevate è dell'ordine del MΩ, può perciò essere trascurata rispetto alla resistenza di carico R_p=0,05 MΩ, in parallelo alla quale viene a trovarsi.

L'amplificazione della valvola è data da

$$A = \frac{\mu\,R_p}{R_p + R_i} = \frac{20 \cdot 50000}{50000 + 15000} = 15{,}4$$

e poichè abbiamo ritenuto il carico puramente resistivo, abbiamo cioè trascurato $1/\omega\,C''_{pk}$ rispetto R_p, sarà

$$\varphi = 0 \qquad sen\,\varphi = 0 \qquad R_e = \infty$$

La resistenza effettiva d'ingresso R_e sarà praticamente infinita.

La capacità effettiva d'ingresso sarà data da (vedi la [6]):

$$C_e = C''_{gk} + C''_{gp}\,(A + 1) = 7 + 8 \cdot 15{,}4 = 130 \text{ pF}$$

A questa va aggiunta la capacità d'uscita del generatore (nel nostro caso valvola 6J7G) e dei relativi collegamenti, che ammonta ad una ventina di pF: in totale

$$C'_e = 150 \text{ pF}.$$

Questa capacità costituisce partitore con la resistenza interna del generatore (v. fig. 2) ed in particolare attenua di 3Db (0,707) il segnale applicato alla frequenza per cui è

$$R_{gen}\,\omega\,C'_e = 1$$

Cioè nel nostro caso, alla frequenza di 5300 c. p. s.

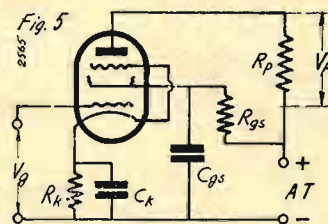
Come si vede, in generale la capacità equivalente d'entrata degli stadi amplificatori BF a triodo assume valori proibitivi e se sono pilotati da generatori con resistenza interna relativamente elevata (dell'ordine di 100000 Ω o più) si riesce a stento ad avere una banda passante che si estenda fino ai 10.000 c. p. s.

Molto più favorevole è il comportamento di un pentodo (o comunque di una valvola a griglia schermante); per esempio la 6J7G FIVRE (v. fig. 5). Le capacità complesisve tra gli elettrodi sono per tale valvola (v. esempio precedente):

$$C''_{gk} = C_{gk} + C'_{gk} = 5 + 5 = 10 \text{ pF}$$
$$C''_{gp} = C_{gp} + C'_{gp} = 0{,}007 + 0{,}093 = 0{,}1 \text{ pF}$$
$$C''_{pk} = C_{pk} + C'_{pk} = 12 + 18 = 30 \text{ pF}$$

Con $R_p = 100.000\ \Omega$, $R_{gs} = 500.000\ \Omega$, $R_k = 600\ \Omega$ l'amplificazione ottenuta è circa

$$A = 90.$$

Trascurando in prima approssimazione lo sfasamento dovuto alla presenza di C''_{pk}, ponendo cioè $\varphi = 0$, si ha

$$R_e = \infty$$

e

$$C_e = C''_{gk} + C''_{gp}\,(A + 1) = 10 + 0{,}1 \cdot 90 = 19 \text{ pF}$$

valore, come si vede, molto modesto rispetto a quello trovato precedentemente nel caso del triodo, benchè l'amplificazione ottenuta sia circa sei volte maggiore.

E' questo uno dei motivi per cui le sorgenti ad alta impedenza interna, fotocellule, microfoni a condensatore, microfoni e pick-up piezoelettrici etc., vanno sempre collegate a pentodi, nonchè una delle ragioni per cui gli amplificatori a larga banda occorrenti in televisione fanno sempre uso di pentodi.

PER IL COSTRUTTORE DILETTANTE

UNO SCHEMA

Ricevitore 3 + 1 per O.M., O.C. e sintonizzazione automatica a pulsante

Discutendo largamente a suo tempo i dati di progetto di un ricevitore 3 + 1 della serie economica e trattando degli accorgimenti e della costituzione fondamentale di esso, possiamo ritenere raggiunto lo scopo propostoci. Ora completiamo tale studio riportando lo schema conclusivo (fig. 1) completato dei valori ottenuti, in parte per via di calcolo e in parte sperimentalmente. Circa il calcolo e i dati costruttivi delle induttanze di accordo si veda la pregevole monografia del Callegari. (Maggio 1944 - Editrice « Il Rostro »

G. TERMINI.

RICEVITORI DEL TEMPO DI GUERRA

La classica supereterodina a 4+1 valvole per O. M.

G. COPPA (2542/6)

(Continuaz. e fine)

Sempre delle serie americane ve n'è un'altra, più moderna che sostituisce quella adottata, ma che però ha zoccolatura differente. Essa è costituita dalle valvole: 6A8G, 6K7G, 6Q7G, 6F6G e 5Y3.

Gli zoccoli sono del tipo octal, la tensione di accensione è di 6,3 volt.

La disposizione dei piedini è illustrata in fig. 5.

La valvola 6F6G può essere vantaggiosamente sostituita dalla 6V6G, solo che in questo caso bisogna usare una resistenza di catodo di 250 Ω in luogo di 450. Anche una 6L6G può essere usata al posto della 6F6G, in questo caso non si utilizza che una parte soltanto della sua potenza, la resistenza di catodo deve essere di 220 Ω.

Ma non soltanto valvole delle serie americane possono essere usate, anche valvole delle serie europee possono servire, sostituendo naturalmente i portavalvole.

Così, al posto della 6A7 può essere usata con vantaggio la EK2, portantdo però a 35.000 Ω la resistenza di caduta attraverso alla quale si alimenta la sezione oscillatrice ed a 70.000 Ω quella della griglia schermo.

A posto della 78 si può usare, con vantaggio, la EF5 o anche la EF9 purchè sulla griglia schermo si metta una resistenza da 0,1 MΩ in luogo di 50.000 Ω.

La valvola finale può essere sostituita da una EL3, che richiede però 160 Ω sul catodo in luogo dei 450.

Se si dispone di una tensione di accensione di 4 volt possono essere usati ancora molti altri tipi di valvole europee, che hanno zoccolature ancora diverse. Possono così venire usate la AK1 o la AK2 come convertitrice, la AF3 o WE33 come amplificatrice di MF e la AL4 o WE 38 come finale (analoga alla EL3 ma con 4 volt). Anche le vecchie AL1 e AL2 possono essere utilizzate come finali, con 600 Ω di catodo la prima e con 250 Ω la seconda.

Il vecchio pentodo a riscaldamento diretto E443H e simili, possono essere usati utilizzando un circuito analogo a quello già proposto per la 47 (fig. 4).

Fig. 5

Fig. 6

TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA.

Veniamo ora all'autocostruzione di alcuni pezzi. Incominciamo dai trasformatori di MF.

La fig. 6 dà una chiara idea della loro realizzazione. I dati relativi sono i seguenti:

1° trasformatore di MF:

Primario L_3	spire 2 × 145	filo 10 × 0,05	Litz
Secondario L_4	» 2 × 145	»	»

2° trasformatore di MF:

Primario L_5	» 2 × 145	»	»
Secondario L_6	» 198	»	»

Gli avvolgimenti sono a nido d'ape, larghi 6 mm. l'uno.

In parallelo ad L_3, a L_4 e ad L_5 si dispongono condensatori fissi di 125 μμF, in parallelo a L_6 va messo invece un condensatore da 180 μμF. Una regolazione fine del valore di induttanza si può ottenere variando l'accoppiamento fra le due bobine che costituiscono ciascun avvolgimento tranne per L_6 che è costituito da 1 sola bobina.

Ogn'uno dei due trasformatori andrà chiuso entro uno schermo di alluminio avente 140 mm di circonferenza. Consigliabile è l'impiego di piccoli nuclei di ferro polverizzato per AF, per una più precisa regolazione del valore di induttanza (non è però indispensabile).

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE.

Il trasformatore di alimentazione che serve per il 2° apparecchio è praticamente adatto anche per il primo. I dati relativi alla sua costruzione sono pertanto i seguenti:

Sezione lorda della colonna centrale del nucleo cm² 14. Ciò significa che se essa è larga 30 mm, lo spessore del nucleo dovrà essere di 45 mm.

Se essa è larga 35 mm lo spessore sarà 40 mm.

Il primario si realizza su una base di 4 spire per volt. Sino ai 110 volt ossia per le prime 440 spire, si userà filo di rame smaltato di 0,65 mm. Si proseguirà poi con filo da 0,55 facendo una presa alla 500ª spira (125 volt) avvolgendo sino ad un totale di 640 spire (160 volt).

Ad ogni strato si disporrà un foglio di carta paraffinata e si avrà cura di lasciare dei margini di 5 mm per parte.

Sarà ora la volta del secondario ad AT. Prima di iniziare si farà un buon spessore di carta paraffinata (1 mm abbondante) poi si avvolgeranno 1390 spire di filo da 0,18 mm. dopo di che si farà uscire la presa (corrispondente al centro di AT) e si avvolgeranno altre 1390 spire, isolando sempre strato da strato con carta paraffinata. Terminato questo avvolgimento si farà un altro buon spessore di carta paraffinata e si avvolgeranno 21 spire di filo da 1 mm per l'accensione della raddrizzatrice.

Dopo un altro millimetro di carta paraffinata si avvolgeranno 10 spire di filo da 1,6 mm, indi altre 17 spire di filo da 1,2 mm.

Il trasformatore è così ultimato, esso permette di ricavare ai capi delle 10 spire la tensione di 2,5 volt con 5 A, ai capi delle 17 spire la tensione di 4 volt-4 ampere e ai capi delle 27 spire, 6,5 volt-3 ampere.

E' questa una particolarità preziosa per un trasformatore che è probabilmente destinato a funzionare con i tipi più disparati di valvola, specialmente in vista di eventuali successive sostituzioni.

L'ultima operazione da eseguire prima di « impacchettarlo » è quella di immergere per alcuni minuti l'avvolgimento a bagno nella paraffina bollente.

TRASFORMATORE D'USCITA.

La resistenza della bobina mobile è di solito prossima ai 2,5Ω e l'impedenza d'uscita per la valvola finale è 7000 Ω, in queste condizioni è necessario un trasformatore che abbia un rapporto di trasformazione di 64 circa in discesa. Detto trasformatore avrà un nucleo con 400 mm² di sezione, con traferro di 0,3 mm (0,15 per parte). Il valore dell'induttanza primaria sarà di 22 Henry.

L'avvolgimento primario si comporrà di 4200 spire di filo da 0,18 smaltato. Il secondario si comporrà di 65 spire di filo da 0,8 mm.

Anche qui si raccomanda assai vivamente l'isolamento fra strato e strato ed un buon bagno nella paraffina bollente prima del montaggio definitivo.

G. COPPA.

La trasmissione a grande distanza di correnti foniche di rilevante potenza

C. FAVILLA (2543)

Al tecnico progettista di impianti di diffusione elettroacustica può presentarsi il problema di dover trasmettere a notevole distanza una corrente fonica di rilevante potenza, atta a far funzionare uno o più altoparlanti.

In questo caso la soluzione del problema non può più essere soddisfacente attuando la solita trasmissione diretta dell'energia, poichè le perdite nella linea sarebbero eccessive, si da superare di molto la potenza effettivamente utilizzata al terminale. E' perciò necessario ricorrere al sistema di trasmissione dallo scrivente già praticato fin da diversi anni fa con pieno successo, e che qui in breve si descrive, sistema che utilizza in parte gli accorgimenti della normale tecnica telefonica.

Le trasmissioni dirette delle correnti foniche di rilevante valore si attuano generalmente per percorsi di linea non superiori ai 2000 mt., cioè per distanze non superiori ai 1000 mt.. Nei calcoli pratici di queste linee si tien conto solamente delle perdite per effetto della resistenza pura ($I^2 R$). Possono però essere notevoli anche le perdite per capacità, se l'impedenza del circuito terminale è relativamente alta, oppure quelle per induttanza, se la corrente di linea è rilevante.

E' perciò essenziale, per un buon rendimento di trasmissione diretta, scegliere un valore ottimo di impedenza terminale.

Per trasporti di potenze rilevanti a distanze di parecchie migliaia di metri, invece, noi vediamo che i parametri resistenza, induttanza e capacità, assumono un tal valore da ridurre il rendimento di trasmissione, come abbiamo detto, in misura non conveniente anche usando una impedenza terminale ottima.

La prima volta che ci si presentò il caso di una trasmissione di potenza a grande distanza fu nel 1938; si trattava di trasmettere alla distanza di circa 6 Km. la potenza fonica atta a pilotare tre altoparlanti, dei quali uno a tromba esponenziale prolungata, utilizzando come linea una normale coppia telefonica in cavo a coppie multiple e accentrando presso il centralino pilota il comando d'inserzione degli altoparlanti terminali.

La potenza da trasportare era di circa 15 watt utili al terminale, mentre la resistenza di linea era complessivamente di circa 750 ohm e la capacità di circa 0,4 μF.

Un trasporto diretto in queste condizioni si presentava praticamente impossibile, considerato anche il fatto che la potenza massima da immettersi in una coppia telefonica non può superare un certo limite, generalmente di 0,08 watt ed anche meno.

Pertanto fu studiata la possibilità di utilizzare la coppia telefonica unicamente per il trasporto di una frazione dell'ampiezza di corrente richiesta al terminale e di amplificare tale corrente direttamente sul posto di utilizzazione, al terminale.

Restava però ancora da risolvere il problema della inserzione centralizzata degli altoparlanti terminali. Questi dovevano funzionare contemporaneamente; quindi bastava comandare l'inserzione dell'amplificatore, al quale gli altoparlanti restavano sempre collegati.

Dopo qualche prova, l'inserzione dell'amplificatore terminale si pensò di effettuarla mediante un relais azionato da una corrente continua trasmessa attraverso la stessa coppia telefonica.

Il sistema, studiato nei minimi particolari dallo scrivente, fu posto in pratica nell'ottobre del 1938, secondo lo schema indicato nella fig. 1.

Come si vede, la particolarità più notevole dell'apparecchiatura consiste nel collegamento di linea e nel sistema di filtri destinato a far percorrere alla corrente continua e a quella alternata fonica due circuiti rispettivamente diversi nei centralini terminali. L'amplificatore pilota fu progettato atto ad alimentare tre linee e a fornire una potenza complessiva di 60 watt, di cui solamente una parte, e cioè di circa 10 watt, fu destinata alla alimentazione delle linee. Di questa potenza, poi, solamente una frazione è immessa nelle coppie, come vedremo.

L'amplificatore terminale fu realizzato in modo che potesse elevare l'ampiezza di linea al livello necessario per pilotare gli altoparlanti terminali, a ciascuno dei quali occorreva una potenza modulata di circa 5 watt (su una impedenza di utilizzazione di circa 250 ohm).

Come si nota nello schema, l'amplificatore pilota è munito di un trasformatore di uscita avente un secondario con impedenza caratteristica di circa 10 ohm. Tale secondario è collegato alla linea attraverso una capacità C, a carta, di 4 μF, isol. 500 V, avente la funzione di bloccare la corrente continua destinata ad azionare il relais per la messa in funzione dell'amplificatore terminale, e di obbligarla a percorrere il circuito predisposto. La resistenza pura R, collegata in parallelo al secondario del trasformatore a monte del condensatore di blocco, costituisce un carico tampone avente lo scopo di mantenere l'impedenza di linea ad un valore conveniente, così da ottenere una grande differenza di livello tra l'ampiezza di disturbo e l'ampiezza utile, pure essendo immessa nella linea una potenza limitata. Questo espediente fu escogitato perchè la linea, benchè schermata, risultava notevolmente disturbata per induzione prodotta da altre linee vicine.

Le impedenze Z, Z_1, Z_2, Z_3, hanno lo scopo di bloccare la derivazione di una sensibile corrente fonica dalla linea, mentre consentono il passaggio della corrente continua necessaria al funzionamento del relais terminale.

La presa centrale esistente sul primario del trasformatore di entrata dell'amplificatore terminale ha lo scopo di bilanciare rispetto alla massa i due conduttori di linea, in modo da neutralizzare per controfase le correnti disturbatrici eventualmente presenti in linea nonostante l'effetto del carico tampone inserito all'inizio della coppia. La neutralizzazione risulta perfetta per quelle correnti disturbatrici che provengono da ciascun conduttore di linea con la stessa ampiezza e la stessa fase. L'avvolgimento secondario dello stesso trasformatore, inoltre, è anche schermato rispetto al primario, e ciò per maggiore sicurezza.

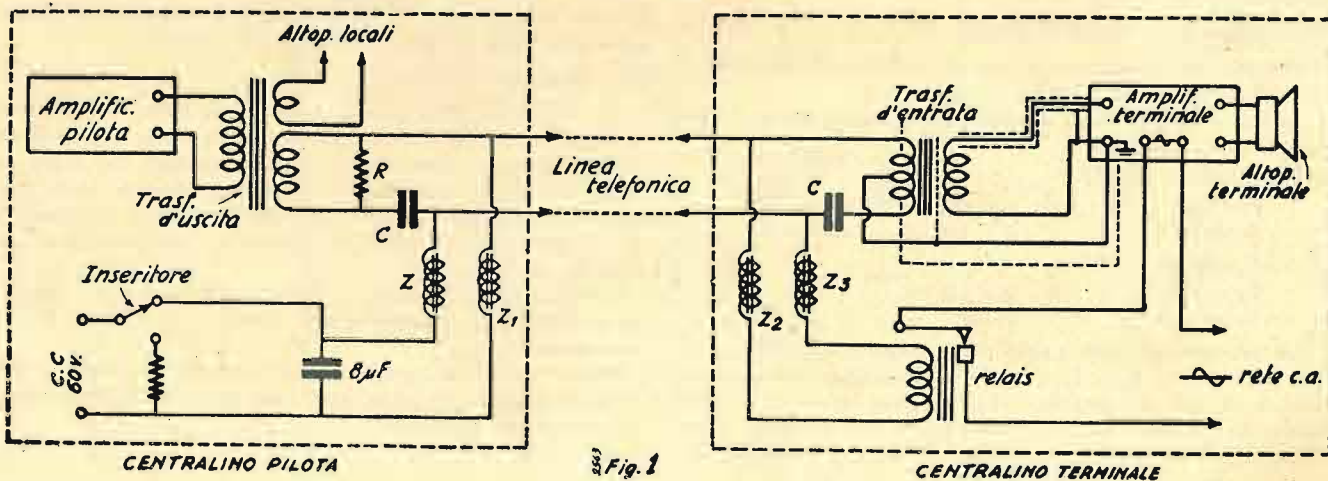



Fig. 1

L'amplificatore terminale è corredato di regolatori di volume e di tonalità, regolabili una volta tanto a seconda delle esigenze, ed è anche atto a fornire la corrente di eccitazione per gli altoparlanti dinamici ad eccitazione elettrica del campo magnetico.

Per la messa a punto del complesso l'unico particolare che dovette essere ritoccato, in questo primo impianto, fu quello dell'alimentazione del relais terminale — relais normale ad ampolla di mercurio da 5 ampèr — dato che la massima tensione continua tra i conduttori della linea non avrebbe dovuto superare, per ragioni di sicurezza di isolamento, i 60 volt.

Questa prima apparecchiatura fu installata a Milano per conto di un Ente cittadino, e durante quattro anni, e cioè fino a che non rimase sinistrata in una incursione aerea, funzionò perfettamente senza il menomo inconveniente.

Altre numerose installazioni basate sullo stesso sistema, effettuate dopo questa prima, si sono dimostrate preziose in molti altri casi in cui si dovevano usare anche linee di fortuna, tese in aria per diversi chilometri. La massima distanza coperta in impianti istallati finora dallo scrivente è stata di circa 7000 metri; non si vede però un ostacolo per l'esercizio con linee anche molto più lunghe, purchè si usino relais di conveniente sensibilità e si attuino gli accorgimenti normali per le linee telefoniche e per i cavi così detti musicali.

Questi accorgimenti consistono principalmente in una conveniente posizione della linea, in una sufficiente pupinizzazione e schermatura, in un ottimo isolamento.

Già da parecchi anni la tecnica telefonica è riuscita a effettuare trasporti di correnti foniche anche a distanze di migliaia di chilometri, usando amplificatori terminali di compenso di livello e di distorsione di frequenza, e linee adeguatamente pupinizzate per rendere la risposta della trasmissione soddisfacentemente uniforme entro una gamma conveniente.

Anche in Italia esiste tutta una rete di linee telefoniche in cavo, di tipo «musicale», pupinizzate con induttanze di 13 mH poste a 1830 metri circa, atte a consentire il passaggio ad una banda di frequenza da 50 a 6000 Hz circa. Tutte queste linee musicali sono munite di amplificatori di compenso, generalmente inseriti alla distanza di circa 70 ÷ 80 chilometri l'uno dall'altro.

In Germania i più recenti cavi musicali per le radiotrasmissioni sono invece pupinizzati con induttanze di 12 mH, poste alla distanza di circa 1700 metri, e sono muniti di amplificatori di compenso inseriti ogni 70 chilometri circa. La potenza immessa a valle di ogni amplificatore è di circa 0,6 watt e la differenza di livello per ogni tratta di linea è compresa tra + 0,8 neper e — 2,3 neper. La dinamica di un cavo, come rapporto di tensione, è quindi tenuta da 1 a 100 circa.

CARLO FAVILLA.

L'Albametro Mod. 2159

La Società Allocchio, Bacchini & C. ha studiato e realizzato uno strumento utile a quanti si interessano di elettrotecnica e radio: l'Albametro Mod. 2159.

Si tratta di uno strumento universale per la misura di correnti e di tensioni sia in corrente continua che in corrente alternata. La sua latitudine di impiego è quindi assai vasta. Esso è montato in elegante custodia di bachelite che contiene anche lo strumento indicatore ed il commutatore per le diverse portate. Lo strumento indicatore è della nota serie M. E' provvisto di dispositivo di correzione dello zero; porta due scale della lunghezza di circa 65 mm.: una per la corrente continua e l'altra per la corrente alternata ed è munito di indice a coltello e di specchio per evitare l'errore di parallasse. Il collegamento al circuito esterno si fa attraverso tre morsetti di cui quello centrale è comune, quello di sinistra serve per l'inserzione come voltmetro e quello di destra per l'uso come amperometro.

Due commutatori a leva servono: quello di sinistra per usare lo strumento in corrente continua o in corrente alternata, quello di destra per misurare con lo strumento o tensioni o correnti.

Per variare la sensibilità dello strumento si manovrano le due leve poste nella parte superiore della scatola: quella di sinistra varia la sensibilità voltmetrica; quella di destra la sensibilità amperometrica.

Le portate per la corrente continua sono le seguenti: 0,0005 - 0,002 - 0,01 - 0,05 - 0,2 - 1 - 5 A.

0,2 - 1 - 5 - 20 - 50 - 100 - 500 V.

per la corrente alternata:

0,0025 - 0,01 - 0,05 - 0,25 - 1 - 5 A.
5 - 25 - 100 - 250 - 500 V.

L'assorbimento come voltmetro è di 0,5 mA in corrente continua e 2,5 mA in corrente alternata a fondo scala. La caduta di tensione come amperometro è di 150 mV in corrente continua e 750 mV in corrente alternata.

Il raddrizzamento della corrente alternata si ottiene attraverso elementi raddrizzatori ad ossido di rame compensati per la temperatura, così che l'errore per effetto di variazioni termiche ambientali è limitatissimo.

In corrente continua lo strumento può dare un errore del ± 1% a fondo scala; in corrente alternata del ± 1,5% con forma d'onda sinusoidale e con frequenze industriali.

Com'è chiaramente visibile, nella parte anteriore dello zoccolo vi sono due boccole in cui si possono innestare le spine di una scatoletta contenente una pila del tipo tascabile da 4,5 volt allo scopo di poter misurare delle resistenze. La scatola è provvista di un piccolo reostato e di due morsetti ai quali si collega la resistenza da misurare. Lo strumento è dunque anche un ohmmetro. Per rilevare il valore delle resistenze si mettono dapprima i morsetti in corto circuito, indi si regola il reostato fino a portare l'indice dello strumento in fondo scala, poi si deriva la resistenza incognita. Sulla scala inferiore si legge direttamente il valore in chilohm. La resistenza massima misurabile è di 500 kΩ.

I nostri lettori possono apprezzare la novità che porta sul nostro mercato, a opera di una industria specializzata, uno strumento atto a dare al radioriparatore e al tecnico in genere, un ausilio veramente apprezzabile nella professione; specie oggi che la radioriparazione risponde a necessità contingenti veramente sentite.

(n. d.).

RECENSIONI

G. ROSSONI - **Le applicazioni militari delle onde ultra-corte** - «I.M.Tr.» (luglio-agosto 1942).

L'autore prende in considerazione le caratteristiche delle onde aventi frequenza superiore a 30 MHz le quali, non dando più luogo a riflessione sugli strati ionizzati, non permettono collegamenti a grande distanza: questa ultima caratteristica può risultare utile per particolari esigenze di certi apparati militari.

Dopo queste considerazioni l'A. passa a considerare gli apparecchi di comunicazione con onde metriche, suddividendoli in apparecchi per collegamenti a breve distanza ed in apparecchi speciali.

Gli apparecchi tipici per collegamenti a breve distanza sono i noti rice-trasmettitori di tipo spalleggiabile, alimentati con batterie di pile ed aventi di solito una potenza non superiore a 5 W. Come sistema di ricezione viene di solito impiegato quello della super-reazione, il cui circuito permette di ottenere delle elevate sensibilità con un numero esiguo di tubi.

In questi apparati vengono impiegati tubi del tipo normale fino alla frequenza di 56 MHz., mentre si passa all'uso di valvole di dimensioni ridotte per frequenze superiori. Caratteristiche essenziali di questi tubi sono:

1) minimo valore delle induttanze parassite dei reofori;
2) minimo tempo di transito degli elettroni negli spazi interelettrodici;
3) minimo valore delle capacità interelettrodiche;
4) grande pendenza.

La categoria degli apparecchi speciali comprende quelli per collegamenti telefonici o telegrafici a grandi distanze fino alle massime raggiungibili. Si distinguono dagli altri per la maggior potenza e per i sistemi di aereo che risultano più complessi.

L'A. considera infine gli apparecchi speciali destinati alla radio-guida ed alla rivelazione degli ostacoli, il cui impiego è molto utile nelle azioni belliche.

L. SACCO - **La propagazione atmosferica delle onde ultra-corte** - «Ist. Mil. Trasmissioni» (mag.-giu. 1942).

L'Autore ricorda che solo dopo l'impiego delle onde ultra-corte si è riconosciuto come anche la troposfera abbia una sua particolare influenza sull'intensità del campo ricevente.

Riportando le formule di van der Pol e Bremmer e di Millington espone lo studio sulla propagazione delle onde sulla superficie di una sfera omogenea e mette in risalto l'influenza della lunghezza d'onda sulla propagazione oltre la linea d'orizzonte, essendo questa la ragione principale della propagazione atmosferica delle onde molto corte.

Infatti l'onda rifratta ha un apporto percentualmente sempre più piccolo e trascurabile a misura che la lunghezza d'onda diminuisce.

Il calcolo del campo massimo che giunge oltre un ostacolo può essere fatto con sufficiente approssimazione, mediante le formule introdotte, solo nel caso di collegamenti con ostacoli relativamente molto elevati sul terreno, a guisa di parete verticale; quando invece l'ostacolo si presenta come un cuneo aperto ha luogo una forte attenuazione supplementare.

L'A. passa poi ad esporre la teoria dell'influenza della rifrazione atmosferica sulle onde ultra-corte, riportando anche interessanti dati sperimentali sulla determinazione del coefficiente dielettrico dell'aria in funzione dell'altitudine.

Infine tratta della riflessione atmosferica sopratutto in relazione alla presenza di masse di aria eterogenee, giustificando così la propagazione delle onde ultra-corte al di là di forti ostacoli od a distanze superiori a quelle attendibili senza l'apporto dell'atmosfera stessa.

ERRATA CORRIGE

Nell'articolo «Studio sugli Amplificatori di Tensione a B F» del dott. ing. G. Gaiani apparso a pag. 13 del fascicolo precedente sono accorsi gli errori di stampa che vengono qui segnalati:

pag. 13, in figura 1: invece di C'_1 leggere C'_g
» », » » 2: » » C_p » C'_p
» », » » 3: » » C_p » C'_p
» 14 nella formula posta sopra la figura 7 invece di

$$= \frac{R_c}{1 + \frac{R_c}{R_g}\,\frac{R_c}{R_p}} \quad \text{leggere} = \frac{R_c}{1 + \frac{R_c}{R_g} + \frac{R_c}{R_g}}$$

» 14 1ª colonna quart'ultima riga: invece di «fig. 6 e fig. 7» leggere «fig. 7 e fig. 8».
» » 2ª colonna 6ª riga: invece di «fig. 8 e fig. 9» leggere «fig. 9 e fig. 10».
» » 2ª colonna 25ª riga: invece di «fig. 10 e fig. 11» leggere «fig. 11 e fig. 12».
» » 2ª colonna 9ª riga: invece di:

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + R_{eq}/X_1}} \quad \text{leggere:} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R_{eq}/X_s)^2}}$$

» » nella figura 8: invece di $C_s = C_p + C'_g$ leggere: $C_s = C'_p + C'_g$.
» » nella figura 9: invece di R_{eg} leggere R_{eq}.
» » nella figura 11: la resistenza d'uscita R_c va corretta in R_g.

Annotare: che nelle figure le notazioni $\frac{-\mu}{V'_g}$ $\frac{-G_m}{V'_g}$ $\frac{-V_g}{G_m R_{eg}}$ vanno intese $\mu V'_g$ $G_m V'_g$ $V_g G_m R_{eq}$.

e che a pag. 14, 2ª colonna 19ª riga l'espressione $= \omega/1/R_{eq} C_1$ si intende $\frac{\omega}{\frac{1}{R_{eq} C_s}}$.

NOTIZIARIO TECNICO

Lo sviluppo del servizio con macchine telescriventi

Pochi anni furono sufficienti per fare della telescrivente un alleato prezioso dell'industria; attualmente nella sola rete germanica sono collegati più di 1.600 abbonati che fanno uso intensivo delle proprie macchine telescriventi. Anche le Nazioni confinanti si sono allacciate a detta rete telescrivente che, per la sua stessa natura e come avviene del resto anche per il traffico telefonico, non può rimanere imprigionata entro le frontiere. Durante lo stadio iniziale evolutivo di queste macchine, si dubitava che eventualmente l'uso più ampio del telefono interurbano, che presentava perfezione notevole, non potesse sopperire a tutte le esigenze; ma la pratica ha approvato inconfutabilmente come la trasmissione di notizie, per essere economicamente conveniente e per soddisfare sotto ogni aspetto, non possa basarsi sull'uso di uno solo di questi due mezzi di comunicazione, ma debba basarsi invece nell'integramento reciproco di entrambi. Nel corso dello sviluppo avvenne che le imprese di maggiore importanza si trovassero subito di fronte alla necessità (un solo collegamento telescrivente non essendo sufficiente) di installare numerose macchine per i diversi uffici tecnici e reparti; si affacciò quindi il problema di costruire centrali di smistamento per il traffico delle telescriventi. Mentre le centrali private di questo genere, installate per il traffico telefonico, lavorano esclusivamente nel senso che collegano le linee provenienti dalla centrale pubblica cogli apparecchi telefonici, è avvenuto sovente che, per il servizio delle telescriventi, si sia dimostrato razionale un altro sistema di esercizio; la loro centrale funge infatti da collettrice dei telegrammi, avviandoli tanto a destinatari esterni, come all'interno stesso dello stabilimento. Affinchè questo sistema non faccia perder tempo, le comunicazioni vengono ricevute in centrale tanto in testo chiaro, come in zona forata, ciò che è stato possibile con l'impiego di macchine provviste di perforatori per la ricezione.

Le comunicazioni in questo modo pervenute possono, quindi, subito e con la più grande celerità, esser avviate ai destinatari mediante un trasmettitore a zona forata. Mentre in origine i telegrammi venivano raccolti e smistati da fattorini, la Siemens, per snellire il traffico, ha equipaggiato la propria centrale telescrivente d'un impianto a nastro per trasporto di costa, il quale avvia i telegrammi con le relative zone forate, dalle singole macchine ad un cosiddetto «posto di testa», ove funziona come distributore.

Per il trasporto questi vengono trattenuti avvolti da una graffa di legno. Sul posto di testa esiste una apertura di impostazione per ciascuna macchina. Per radunare i telegrammi ed i testi, ripartiti secondo destinatari, ci si serve di un armadio di smistamento. Accanto ai singoli compartimenti, un dispositivo indicatore segnala da quanto tempo il compartimento stesso è stato vuotato. Mediante quadro a indicazioni luminose, le machine possono segnalare al posto di testa il sussistere d'un collegamento, richiedendo per quest'ultimo i telegrammi eventualmente giacenti. Le centrali di telescriventi, costruite secondo questi principii, oltre a consentire che il traffico si svolga ordinato e senza inciampi, permettono la più razionale utilizzazione delle linee permanentemente a disposizione, nonchè l'esercizio più economico delle linee con pagamento in base al tempo di occupazione.

(*Ufficio Informazioni Siemens*).

CONSULENZA

Cn. 6512 - Toschi Ettore, Savona.

Le valvole in vostro possesso non sono sufficienti per realizzare un ricevitore per corrente alternata perchè la A 409 non può servire a tale scopo (essendo valvola per corrente continua) e facendo precedere la sola REN 904 alla E 443 H si avrebbe un ricevitore di sensibilità troppo scarsa.

E' dunque necessario che vi procuriate o una buona valvola schermata (possibilmente pentodo di AF, non selectodo) da mettere al posto della REN 904 od un altro triodo a riscaldamento indiretto da mettere al posto della A 409. La puntata precedente di «Ricevitori del tempo di guerra» potrà forse fornirvi qualche ispirazione in proposito.

Cn 6513 - Tosi Fernando, Genova.

Pubblichiamo lo schema che vi interessa, con tutti i dati. L'alimentazione non ha nulla di particolare, il trasformatore di alimentazione eroga 2×310 volt. Il circuito dei filamenti non deve essere collegato con la massa.

Cn 6514 - Fanarelli Ubaldo, Senigallia.

La valvola 27 assorbe da sola 2 ampère ed un altro ampère se lo prende la 56, di conseguenza la potenza secondaria richiesta è di $2{,}5 \times 3 = 7{,}5$ watt. Il trasformatore dovrebbe perciò essere sufficiente.

Si tratta dunque, con tutta probabilità della sezione dei fili.

Ci sembra intanto eccessiva la sezione del filo primario (4/10!) per un trasformatore da campanelli. Verificate bene, probabilmente tale sezione è solo dei fili di uscita e non dell'avvolgimento. Se fosse veramente 4/10 l'avvolgimento occupe-

rebbe ben altro spazio! La cosa non darebbe però alcun inconveniente.

La sezione del conduttore secondario è insufficiente, per esso si richiede filo da 0,8 come minimo.

La soluzione migliore è di usare due 56 in serie fra loro alimentandole così con 5 volt 1 ampere. Le 27 consumano troppo, è assai meglio usare due 56. Si potrebbe allora avvolgere filo da 0,5.

Non possiamo precisare il numero di spire perchè non conosciamo quelle del primario, ma probabilmente si aggireranno sulle 16 spire per volt. Basta del resto svolgere l'attuale secondario ad 8 volt, che non serve, contando il numero di spire per sapere quante spire sono state avvolte per ogni volt dal costruttore.

Cn 6515 - Sinisi Gaetano, Sestri.

Potete usare la 6F6 al posto della 42 come da vostro schema. Potete anche usare una resistenza da 3000 Ω al posto della bobina di eccitazione, sarà però più adatta da 4 watt.

Non è conveniente l'aggiunta di una 6V6G essendo già la 6F6 una valvola finale.

Vi conviene piuttosto usare un'altra valvola come rivelatrice a reazione, per esempio una '77 o una 6J7G utilizzando lo schema del ricevitore 2+1 descritto nella 1ª puntata di «Ricevitori del tempo di guerra» sull'ultimo numero de l'Antenna, vecchia gestione.

Non è conveniente abbassare la tensione con una resistenza sul primario del trasf. di alimentazione. Ciò determina, all'atto della inserzione della corrente, delle pericolose punte di tensione che possono assai facilmente danneggiare gli elettrolitici o le valvole.

La cuffia così inserita va bene, il cond. da 0,1 mettetelo però verso il positivo, non verso massa, per evitare eventuali scosse.

Potete usare il potenz. da 10.000. Nel ricevitore di cui al vostro schema non è conveniente l'applicazione delle O. C., essa è invece possibile sul ricevitore da noi consigliatovi.

Cn 6516 - Cattorini Giovanni, Samarate (Varese).

Troverete la descrizione dell'apparecchio che vi interessa a pag .122 del N. 7 annata 1942 (Analizzatore - provavalvole) e a pag. 225 del N. 13.

Cn 6517 - Clemente Severo, Milano.

L'oscillatore di BF del generatore pubblicato nel 1937 è assai pratico, ma ha il torto di fornire una corrente d'uscita con cattiva forma d'onda. Questo inconveniente può essere tollerato in un generatore di A.F. ma non in un generatore di B.F. creato apposta per funzionare a tali frequenze.

Crediamo che si addica assai di più alle vostre esigenze l'oscillatore a battimenti descritto dal Sig. Andreini nel numero 35 dell'annata 1937 di «Radio Industria» a pag. 672.

Cn 6518 - Bosettim Carlo, Forlì.

Con le valvole in vostro possesso potete realizzare lo schema pubblicato per la consulenza N. 3047. Tenete presente che la valvola 2B7 si accende con 2,5 volt in luogo che con 4 volt come richiede la WE 30.

La '27 in questo caso non serve, vi occorre invece una raddrizzatrice sul genere della 80 o 5Y3 (a 5 volt) o WE 51-WE 52 (a 4 volt).

Cn 6519 - Antonio Pellegrini, Milano.

Lo strumento che possedete non è adatto allo scopo. Si potrebbe forse adattare eliminando il raddrizzatore e lo shunt, ma si tratta di una operazione delicata che d'altra parte non conviene perchè toglie il pregio allo strumento.

Tentate piuttosto di cambiarlo con uno adatto allo scopo, il compito vi può essere facilitato da una piccola inserzione su qualche rivista tecnica.

Lo schema modificato non va bene, la griglia schermo deve essere collegata alla placca e non al catodo, inoltre va eliminata la presa di terra ed il condensatore da 0,5 μF connessi al circuito oscillante.

La valvola EL2 non è la più adatta perchè è di potenza eccessiva.

Cn 6521 - Talamana Renzo, Vercelli.

Non ci consta che attualmente vi siano corsi rispondenti alle vostre necessità.

Potete usare il 2 × 465 (1 sola sezione). E' necessario un condensatorino di reazione separato, a mica o non, quello da 500 pF può andare. L3 dovrà essere di 30 spire. Spesso in casi analoghi l'impedenza di AF si può abolire sostituendola con un collegamento diretto, in quanto è sufficiente l'impedenza del primario del 1° trasf. di B.F. Usate pure il filo da 0,2 smaltato con i dati originali dello schema. Usando diametri di filo maggiori l'avvolgimento diventa più lungo ed occorre allora aumentare il diametro del tubo in modo da compensare la riduzione di induttanza che ne deriva. Non vi rimane che autocostruirvi la bobina.

Cn 6520 - Fucchi Mario, Nerviano.

Gli elementi che ci fornite sono insufficienti, non ci dite infatti se la stessa sorgente a 36 volt (corrente continua) deve servire anche per accendere i filamenti delle valvole.

Non ci dite se potete disporre di debole o di forte intensità, se è corrente filtrata o proveniente da batterie ecc.

In generale vi è solo un tipo di valvola atta a funzionare con tensione anodica così bassa, si tratta delle valvole bigriglia ora totalmente scomparse dal commercio.

Se i 36 volt sono forniti da una rete di illuminazione si può usare un convertitore o un survoltore a vibrazione combinando i circuiti di accensione in modo da adattarli alla tensione di rete, usando valvole a riscaldamento indiretto.

SEGNALAZIONE DI BREVETTI

«Perfezionamenti ai radiotrasmettitori direttivi o radiofari»
AGA-BALTIC A. G., a Stoccolma-Lidingö (6-571).

«Radio-trasmettitore, particolarmente per l'atterramento in volo cieco in aeroporti»
LA STESSA (6-571).

«Sistema meccanico per la rotazione continua del bottone di sintonia delle scale parlanti posti sugli apparecchi radio in genere»
MASONI R., TENTONI T., a Roma (6-575).

«Radioricevitore con scala di sintonia ribaltabile disposta sostanzialmente esternamente alla scatola dell'apparecchio»
N. V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN, a Eindhoven (Paesi Bassi) 6-575).

«Sistema di rivelazione di onde persistenti non modulate»
S.A.F.A.R. SOC. AN. FABBRICAZIONE APPARECCHI RADIOFONICI & GINANNI CORRADINI F., a Milano (6-576).

«Antenna-quadro per apparecchi radio»
VIS VETRO ITALIANO DI SICUREZZA, a Milano (6-576).

PICCOLI ANNUNZI

COMUNICATO

Si ricorda ai quotidiani e ai periodici che si pubblicano in tutte le Provincie della Lombardia che essi sono tenuti ad inviare regolarmente *due* copie di ciascun numero al seguente preciso e inalterabile indirizzo: REPARTO SCHEDARIO dell'UFFICIO STAMPA - presso la PREFETTURA - MILANO.

Ciò indipendentemente dall'invio degli esemplari d'obbligo alle Prefetture e al Ministero della Cultura Popolare.

ED. «IL ROSTRO», Via Senato, 24 - Milano

Dott. ing. SPARTACO GIOVENE - *direttore resp.*

Autorizzazione Ministero Cultura Popolare N. 1744 del 7 Gennaio 1944-XXII

Tipografia STEFANO PINELLI - Milano
Via Farneti 8 - Telef. 273-955

MAGNETI MARELLI
MOBILETTI PER ALTOPARLANTI
FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI